NOWY ELEKTRONIK

2/92

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników

cena 7900 zł

SPIS TREŚCI

Jak zamieścić ogłoszenie w "NE"

Aby zamieścić ogłoszenie w "NOWYM ELEKTRONIKU" należy przesłać treść ogłoszenia do redakcji na adres: P.W. "ARTCOM", Redakcja "Nowego Elektronika", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg. Po otrzymaniu treści ogłoszenia redakcja prześle rachunek do zleceniodawcy ogłoszenia.

CENY

- 1 cm^2 ogłoszenia 7.000zł (najmniejsze ogłoszenie 20 cm^2)

- ogłoszenia drobne do 50 słów 4.000zł za słowo

Za treść ogłoszenia redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.

Adres Redakcji - P.W. "ARTCOM", Redakcja "NOWEGO ELEKTRONIKA", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg, tel.284-44

Redaktor naczelny - J.Ryszard Świątkowski

Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.

Wydawca - P.W. "ARTCOM"

Skład - P.W. "ARTCOM"

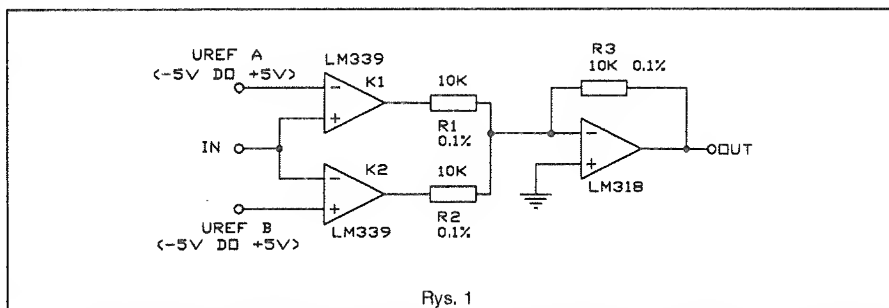
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im. W. Kulerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

Generator harmonicznych

Dwa komparatory oraz wzmacniacz, sumator, które generują zróżnicowane spektrum harmonicznych są prostym mnożnikiem częstotliwości. Tak powstały układ zdolny jest arbitralnie wymuszać sygnały harmoniczne z różnych przebiegów sygnałów wejściowych takich jak: przebieg sinusoidalny, trójkątny, piłokształtny oraz innych sygnałów okresowych o łagodnych zboczach. Takie harmoniczne wykorzystywane są w pętlach synchronizacji fazowej generatorów przebiegów w elektronicznych instrumentach muzycznych oraz w innych zastosowaniach, w których wykorzystywane są harmoniczne przebiegi częstotliwości podstawowej. W wielu przypadkach układ może również zastępować tradycyjny mnożnik analogowy.

Podczas narastającego zbocza przebiegu wejściowego - rys.1, komparatory wytwarzają na swoich wyjściach impulsy o długościach proporcjonalnych do sumy amplitudy sygnału wejściowego i napięcia odniesienia. Zmieniając napięcie odniesienia można zmieniać szerokość impulsów wyjściowych z komparatorów w granicach od ϕ÷100%. Tak jak szerokość impulsów wyjściowych z komparatorów ulegać będzie zmianie, tak zmieniać się będzie spektrum harmonicznych - częstotliwości podstawowej (wejściowej) - na wyjściu. Jednak dwa komparatory wejściowe pracują przeciwsobnie i będą eliminować niektóre częstotliwości harmoniczne zależnie od współczynników wypełnienia.

Na przykład przy współczynniku wypełnienia równym 50% będą eliminować wszystkie parzyste harmoniczne. W ten sam sposób można będzie wyeliminować np. wszystkie harmoniczne będące wielokrotnością czwartej harmonicznej, jeżeli ustawimy współczynnik wypełnienia równy 25%, pozostaną wówczas na wyjściu druga, szósta, dziesiąta harmoniczna. Odpowiednio zatem układ generuje wielokrotności wejściowej częstotliwości takie, które mogą nie występować w widmie sygnału wejściowego. Regulując napięcie odniesienia można tworzyć dowolne harmoniczne. Ponieważ komparatory K1 i K2 są zasilane na wejściach przeciwsobnych, to równe harmoniczne są eliminowane na wejściu do wzmacniacza sumatora. Dlatego więc komparatory K1 i K2 powinny mieć identyczne charakterystyki zmiennoprądowe. Sumator, wzmacniacz powinien wykazywać duże tłumienie sygnału wspólnego (ang.common-mode rejection) oraz dużą szybkość narastania sygnału wyjściowego, aby umożliwić występowanie na wyjściu wyższych częstotliwości harmonicznych, które mają o wiele większą częstotliwość od sygnału wejściowego (będącego podstawową częstotliwością do tworzenia harmonicznych) i mogą w zasadniczy sposób wpływać na spektrum częstotliwości wyjściowych, co jest istotne w budowaniu barwy tonu w instrumentach muzycznych. Rezystory R1,R2,R3 powinny być rezystorami precyzyjnymi o tolerancji nie większej niż 0,1%. Oczywiście dokładność układu (co można obrazowo przedstawić jako stabilne utrzymywanie barwy tonu dźwięku w przypadku instrumentu muzycznego) będzie silnie zależeć od stabilności amplitudy wejściowego sygnału i stabilności poziomu napięcia odniesienia. Ponieważ współczynnik wypełnienia sygnału wyjściowego z komparatora jest zależny od sumy amplitudy wejściowego sygnału i napięcia odniesienia. Dla układów zastosowanych na rys.1 maksymalna amplituda sygnału wejściowego wynosi ±5[V]. Napięcie odniesienia może być regulowane dla każdego komparatora oddzielnie i niezależnie również w granicach ±5[V].



Rys. 1

Rys.1. Generator harmonicznych z wejściowego sygnału typu sinusoidalnego, trójkątnego, piłokształtnego oraz dowolnych przebiegów o łagodnych zboczach.

Na podst. Electronics Design 6/1989.

mgr inż. Aleksander Rode

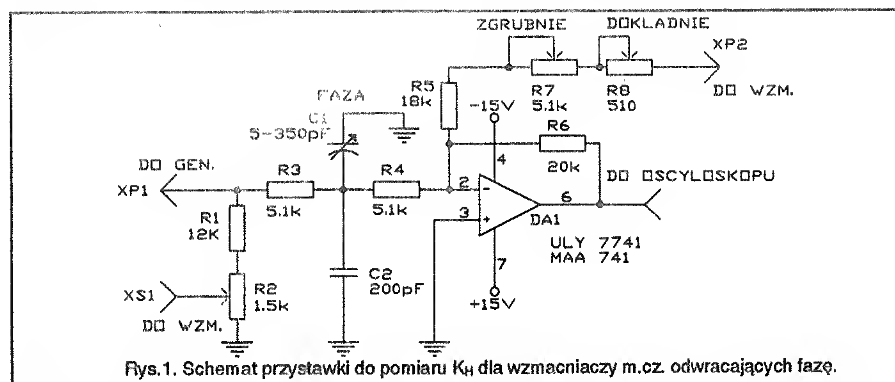
Przystawka do pomiaru współczynnika zawartości harmonicznych

Wielkość współczynnika zawartości harmonicznych K_H jest jednym z ważniejszych parametrów wzmacniaczy m.cz. Można go zmierzyć w prosty sposób, stosując generator oraz oscyloskop.

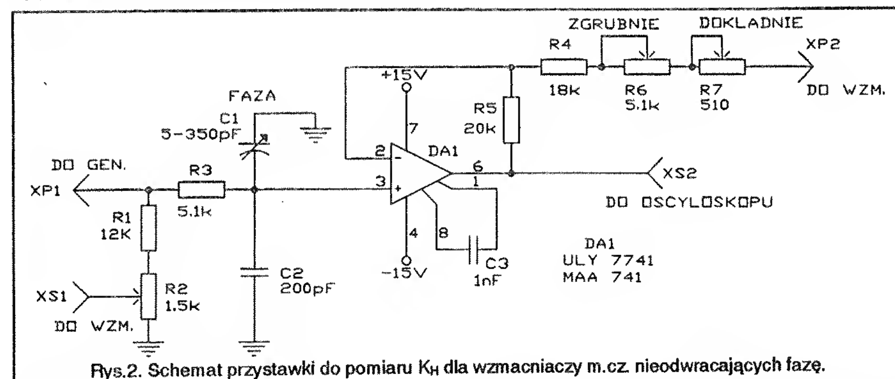
Wszystkie generatory i oscyloskopy są kalibrowane częstotliwościowo i amplitudowo, dlatego nie potrzeba dodatkowych przyrządów. Używany generator powinien mieć napięcie wyjściowe do 10V.

W celu zmierzenia współczynnika zawartości harmonicznych należy zbudować jedną z dwóch przystawek, schematy których przedstawione są na rys.1 i 2. Są one bardzo proste i posiadają dobre charakterystyki. Praca tych przystawek oparta jest na zasadzie bezfiltrowej selekcji.

Układ przedstawiony na rys.1 jest inwertującym sumatorem. Przystawkę można wykorzystać do pomiaru KH wzmacniacza mocy m.cz. w tych przypadkach, kiedy odwraca on fazę wzmacnianego sygnału i posiada np. takie parametry:



Rys.1. Schemat przystawki do pomiaru K_H dla wzmacniaczy m.cz. odwracających fazę.



Rys.2. Schemat przystawki do pomiaru K_H dla wzmacniaczy m.cz. nieodwracających fazę.

U_{we}=0,75V
K_{wzm}=26dB
P_{wy}=50W
R_{obc}=4Ω

Pomiar zakłada, że wyjścia generatora i wzmacniacza mocy m.cz. mają potencjał zerowy w odniesieniu do prądu stałego. Jeżeli warunek ten nie jest spełniony, to konieczne jest połączenie przystawki do wyjść generatora i wzmacniacza przez kondensatory.

Przebieg pomiaru.

Włączyć zasilanie wzmacniacza i przystawki. Na wejście XP1 podać z generatora sygnał "peak to peak" 20V. Wartość sygnału należy ustawić według oscyloskopu. Odpowiada to 7,5V według wskazań generatora (efektywna wartość). Z wyjścia XS1 na wejście wzmacniacza podać sygnał 0,75V. Z wyjścia wzmacniacza wzmocniony sygnał podać na wejście XP2 przystawki. Do wyjścia XS2 podłączyć oscyloskop. Regulując nastawnymi rezystorami R7 i R8 należy osiągnąć minimalny sygnał na wyjściu układu scalonego DA1. Następnie przy pomocy zmiennego kondensatora C1 podstroić fazę wejściowego sygnału według minimalnego sygnału na wyjściu DA1. Tę procedurę należy powtórzyć: przy pomocy rezystora R8 należy spróbować jeszcze zmniejszyć wielkość sygnału na wyjściu układu scalonego DA1 i znowu podstroić fazę. Przy dokładnym dostrojeniu amplituda na wyjściu DA1 będzie równa amplitudzie harmonicznych. Obliczyć dokładnie wielkość K_H można właściwie tylko przy pomocy analizatora spektra, ale z dokładnością wystarczającą dla praktyki można uważać, że K_H będzie równy stosunkowi amplitudy harmonicznych, zmierzonej na ekranie oscyloskopu do amplitudy wyjściowego napięcia wzmacniacza m.cz.

Obliczanie K_H według znanych parametrów wzmacniacza m.cz. i zmierzonej amplitudy harmonicznych przeprowadza się w następujący sposób:

$U_{wy}=U_{we\ ef} \times K_p \times \sqrt{2}$
$U_{we\ ef}$ - efektywna wartość napięcia wejściowego
K_p - współczynnik przenoszenia

Przy przyjętych wyżej parametrach wzmacniacza m.cz., wyjściowe napięcie wynosi około 40V. Jeżeli minimalna wartość działki pionowego wychylenia oscyloskopu wynosi 0,01V i sygnał harmonicznej wynosi ±1dz (co odpowiada 0,02V peak to peak), to K_H wynosi 0,05%. W niektórych oscyloskopach podstawowe wartości działek są podzielone jeszcze na pięć części. A więc minimalna wartość K_H, która może być określona dla tego przypadku wynosi 0,01%. Jeżeli potrzebna jest jeszcze większa czułość, to rezystor R6 o wartości 20kΩ należy zmienić na 200kΩ. Współczynnik wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego wzrasta 10 razy i mierzona minimalna wartość K_H wynosi 0,001%.

Ważną zaletą tej metody jest to, że nie wnosząc żadnych zmian do układu przystawki, a zmieniając tylko strojenie generatora, można przeprowadzić pomiary K_H na dowolnej częstotliwości.

Przystawkę można uprościć, jeżeli nie ma potrzeby pomiarów bardzo małych wartości K_H. Wzmacniacz operacyjny w tym układzie potrzebny jest tylko do zwiększenia czułości. Jeżeli to nie jest potrzebne, to wzmacniacz operacyjny można wyłączyć. Procedura pomiaru pozostaje bez zmian, tylko wejście oscyloskopu podłącza się do punktu wspólnego rezystorów R4 i R5. Minimalna wartość działki wzrasta do 0,15%, a najmniejsza wartość K_H może być określona do 0,03%.

Dla pomiaru K_H wzmacniaczy, które nie odwracają fazy, służy przystawka, której schemat pokazany jest na rys.2. Przystawka ta posiada takie same charakterystyki jak poprzednia a i metodyka pomiarów jest taka sama. Przy przeliczeniu elementów opisanych przystawek można je stosować dla wzmacniaczy i przyrządów, które posiadają parametry różne od podanych wyżej.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Literatura: Radio 6/90.

Wyłącznik akustyczny

Przedstawione urządzenie może mieć zastosowanie w domach, mieszkaniach, korytarzach. Układ reaguje na hałas powstający przy otwieraniu lub zamykaniu drzwi, odgłos kroków, normalny ton rozmowy. Układ może być również zastosowany jako urządzenie alarmowe. Jego możliwości rozszerza również połączenie z integralnym wyłącznikiem zmierzchowym. Zastosowanie układu scalonego CMOS pozwala na zasilanie układu z baterii.

Zasada działania.

Schemat wyłącznika akustycznego przedstawiony jest na rys.1. Jako czujnik może być użyty mikrofon, słuchawka lub głośnik. Napięcie z czujnika podawane jest na dwustopniowy wzmacniacz m.cz. Przy pomocy nastawnego rezystora R3 ustawlana jest czułość urządzenia. Tranzystor VT3 prostuje zmienne napięcie i wzmacnia go. Przy tym obwód tranzystora VT3 tworzy wejście przerzutnika D1.A i D1.B o niskim potencjale (L). Wyjście przerzutnika jest przełączone na wysoki poziom (H). Kondensator C7 jest ładowany. Diody VD1 i VD2 sprzęgają wyjścia przerzutnika i uniemożliwiają rozładowanie kondensatora C7, kiedy wyjścia przerzutnika przełączone są na L-poziom. Kiedy napięcie na kondensatorze C7 osiąga wartość około $0{,}5\div0{,}6U_B$, przerzutnik D1.C przełącza się na L-poziom. Tranzystor VT4 przewodzi i przekaźnik K zaczyna działać. Oświetlenie jest więc włączone. Przerzutnik D1.D powoduje blokowanie D1.C w dzień, kiedy oświetlenie nie jest potrzebne. Realizowane jest to w następujący sposób. Przy odpowiedniej jasności otoczenia wejście D1.D posiada H-potencjał, a na wyjściu występuje więc L-poziom i tym samym jest blokowany D1.C. Przez to natrafienie fali dźwiękowej na mikrofon nie powoduje zadziałania przekaźnika. Kondensator C8 opóźnia włączenie przerzutnika D1.D. Przy włączeniu oświetlenia przez przekaźnik, przerzutnik D1.D jest blokowany zanim napięcie na rezystorze R13 spowoduje jego przełączenie. Rezystor R13 służy do nastawienia progu zadziałania wyłącznika zmierzchowego. Obwód R12,R13,R14 i C8 jest eliminowany, a wolne wejście D1.D jest połączone do masy.

Urządzenie pozostaje pod wpływem dźwięku przez pewien czas załączone. Ten czas włączania jest uzależniony od kondensatora C7 i rezystora R9 i wynosi tutaj około 1 min. Kondensator C7 nie powinien być większy od 47µF, gdyż w przeciwnym razie układ nie będzie reagował na krótkie impulsy dźwiękowe. Przy zmniejszeniu R9, układ D1.C nie będzie się z powrotem przełączał. Akustyczny wyłącznik pracuje teraz jako urządzenie alarmowe. Przekaźnik K włącza np. dzwonek. Przez zwieranie kondensatora C7 do masy urządzenie alarmowe jest znowu wyłączone. Rezystory R10 i R14 zabezpieczają wejścia przerzutnika przed spadkiem napięcia roboczego.

Budowa.

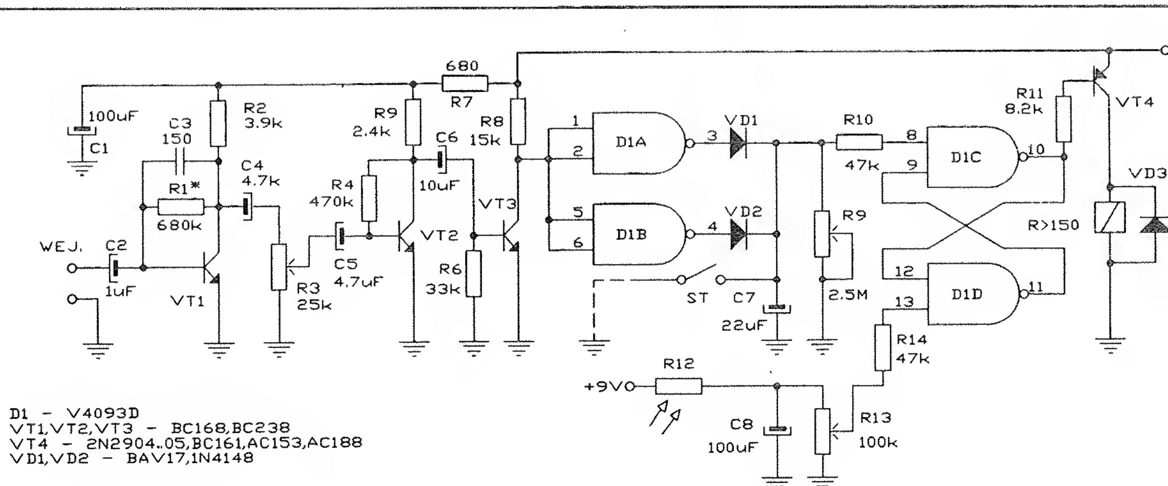
Wyłącznik akustyczny reaguje przy napięciu wejściowym około 0,1mV. Przewód mikrofonowy powinien być ekranizowany. Ekranizowanie obudowy nie jest konieczne. Przy silnych sygnałach w.cz. równolegle do wejścia włącza się kondensator od 100pF÷200pF. Tranzystory VT1 i VT2 muszą mieć wysoki współczynnik wzmocnienia prądowego. Rezystory R1 i R4 dobierane są w taki sposób, że kolektory tranzystorów VT1 i VT2 mają dokładnie połowę napięcia roboczego. Wyjście przerzutnika D1.C powinno mieć maksymalny prąd 1mA. Prąd kolektora tranzystora VT4 jest uzależniony od jego współczynnika wzmocnienia prądowego. Można to przedstawić wzorem:

$$I_{Cmax} \approx U_B/8200\Omega * B_{VT4}$$

Musi się uważać, kiedy zamiast przekaźnika podłącza się żarówkę albo inny odbiornik. Wyłącznik akustyczny pracuje w bezpiecznym zakresie napięć +4÷+15V. Do zasilania nie ma tutaj specjalnych wymagań. Wystarcza nawet prostownik jednopołówkowy z kondensatorem około 1000µF.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Literatura: FUNKAMATEUR 10/86.



Rys.1. Schemat wyłącznika akustycznego.

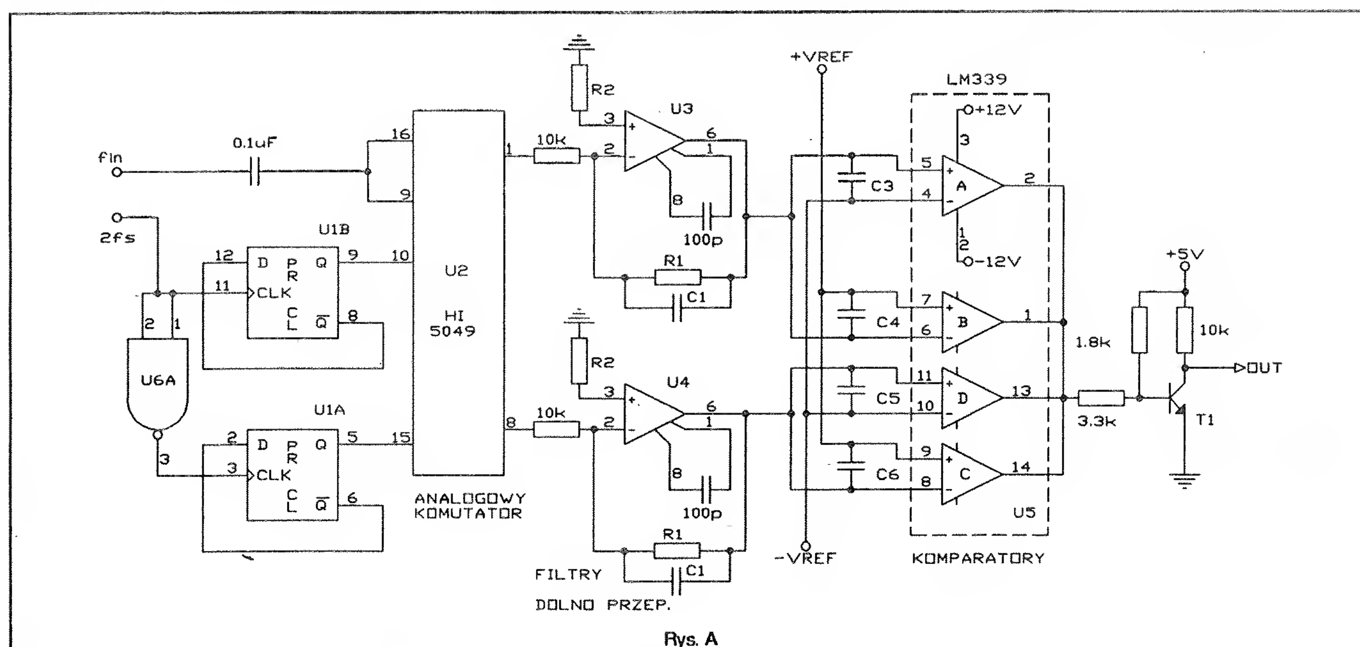
Detektor synchronizmu

Układ detektora synchronizmu formuje sygnał wyjściowy tylko dla określonych częstotliwości wejściowych. Jeżeli wejściowa częstotliwość f_{in} jest równa częstotliwości przełączania komutatora f_s, wówczas na wyjściu Out otrzymujemy sygnał o wartości $K\cos\phi$. K - jest stałą, która reprezentuje poziom napięcia stałego, natomiast ϕ jest kątem różnicy faz pomiędzy przebiegami f_{in} i f_s. Jeżeli częstotliwość wejściowa f_{in} jest dostatecznie bliska częstotliwości komutacji (przełączania) f_s, wówczas różnica f_{in}-f_s jest niską częstotliwością. Dolnoprzepustowy filtr w układzie ogranicza szerokość pasma od góry. Dla dostatecznie dużej różnicy pomiędzy f_{in} a f_s powstała częstotliwość f_{in}-f_s jest blokowana przez filtr dolnoprzepustowy. Powstaje jednak problem, kiedy różnica faz pomiędzy f_{in} a f_s wynosi 90°, oraz obie częstotliwości są sobie równe. Wówczas na wyjściu Out pojawiłoby się zgodnie z wyżej przytoczoną zależnością $VOut=K\cos\phi$ ($\cos 90°=\phi$), zero. Zero na wyjściu mówi o braku synchronizmu, czyli jest zbyt duża różnica pomiędzy f_{in} a f_s. W tym wypadku jednak zero na wyjściu jest błędnym wskazaniem, ponieważ częstotliwości f_{in} i f_s są identyczne, a więc układ powinien wykazać, że f_{in} mieści się w przedziale synchronizmu w stosunku do częstotliwości odniesienia f_s. Możemy temu zapobiec w prosty sposób. Dodając kwadraturowy kanał równolegle do głównego kanału i podając obydwa kanały na bramkę OR (suma logiczna) eliminujemy w ten sposób błędne wskazania przy różnicy faz równej 90°. Po takim zabiegu jeżeli różnica faz będzie wynosiła 90°, wówczas wyjście jednego kanału będzie wynosić minimum czyli ϕ (ponieważ $\cos 90°=\phi$), natomiast wyjście drugiego kanału będzie równe swojemu maksimum, ponieważ $\cos\phi°=1$. W rzeczywistym układzie na rys.1 dwa przerzutniki typu D 74LS74 (U1) oraz bramka NAND (U6) - pracująca tutaj w charakterze inwertera - formują kwadraturowe przesunięcia pomiędzy częstotliwościami przełączania dwóch równoległych kanałów. Bramka NAND (U6) odwraca prostokątny przebieg o częstotliwości $2f_s$. Obydwa przerzutniki D (U1) dzielą przebieg $2f_s$ (zarówno prosty jak i zanegowany) przez 2 i dostarczają przebieg f_s (prosty i zanegowany) do podwójnego analogowego komutatora typu HI5049 (U2) firmy Harris. Równoległe wyjścia z układu komutatora (U2), które reprezentują różnicę f_{in}-f_s, podawane są do identycznych układów filtrów dolnoprzepustowych zbudowanych na wzmacniaczach operacyjnych LM308 (U3 i U4). 3dB punkt odcięcia charakterystyki przenoszenia filtrów dolnoprzepustowych leży w okolicy częstotliwości f_c określonej jako $fc=1/2 \times \Pi R1C1$. Ostatecznie sygnały dochodzą do równoległych podwójnych-bipolarnych komparatorów (U5) - układu LM339. Komparatory muszą być bipolarne, ponieważ rezultat porównania f_{in} z f_s może być zarówno dodatni jak i ujemny, dla $f_{in}=f_s$ zależeć to będzie od różnicy faz tych przebiegów. Wszystkie wyjścia komparatorów układu V5 są połączone do wspólnej linii, na której uzyskujemy OR (sumę logiczną) wszystkich wyjść. W ten sposób powstały rezultat porównania doprowadzony jest poprzez rezystancję do bazy tranzystora wyjściowego typu n-p-n (T1). Tranzystor służy do przesunięcia, ustalenia poziomu i odwrócenia polaryzacji. Wysoki poziom na wyjściu tranzystora T1 oznacza, że częstotliwość f_{in} jest (w granicach tolerancji) zgodna z częstotliwością f_s. Oznacza to, że wewnątrz układu filtr dolnoprzepustowy przepuścił częstotliwość f_{in}-f_s. Natomiast niski poziom na wyjściu tranzystora T1 oznacza, że częstotliwość f_{in} znacznie odbiega od częstotliwości f_s. Oznacza to, że wewnątrz układu filtr dolnoprzepustowy zablokował częstotliwość różnicową f_{in}-f_s.

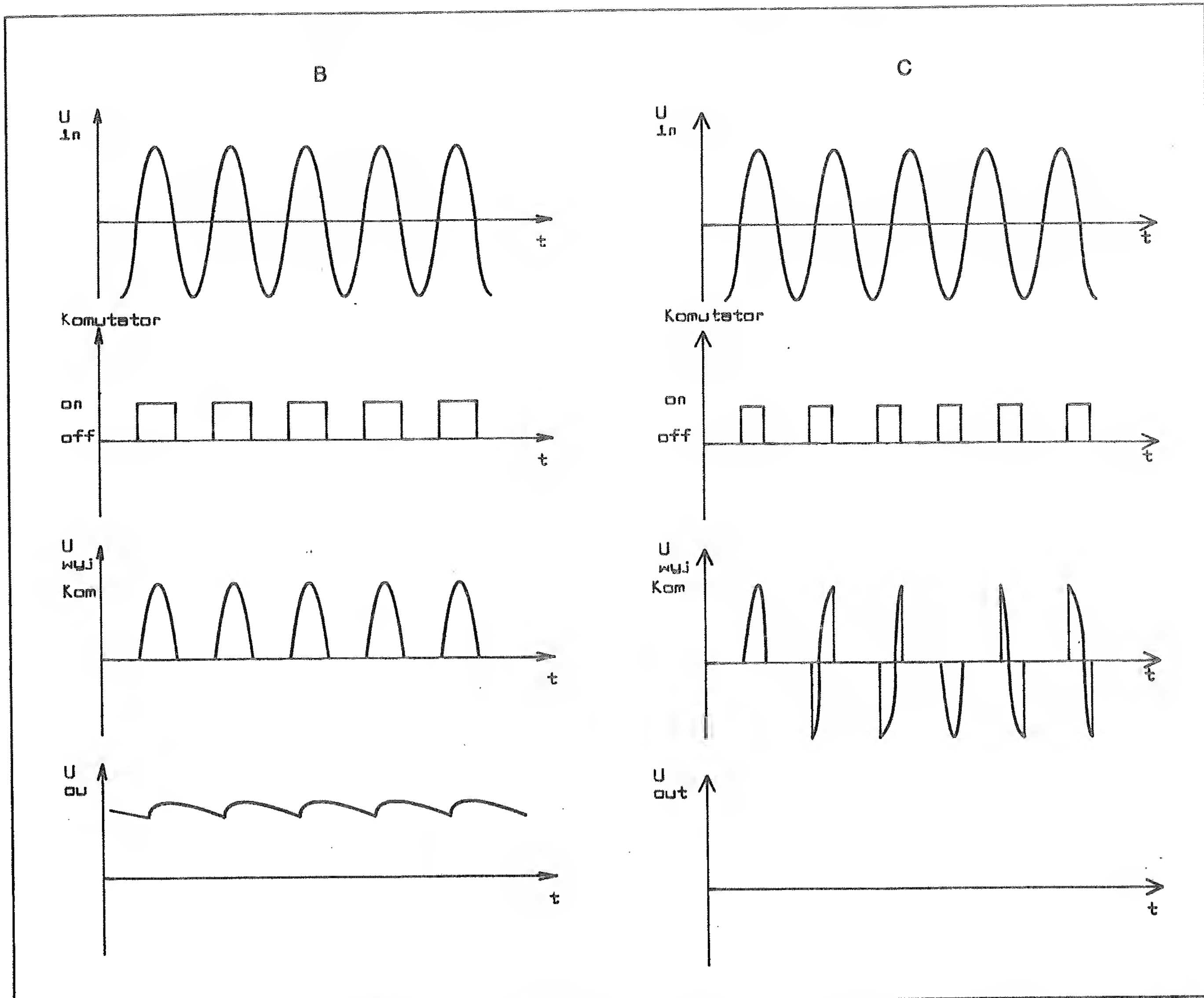
Przedstawiony układ jest czuły dla częstotliwości wejściowych z zakresu od 1kHz (określanej przez kondensator wejściowy 0,1μF) aż do częstotliwości powyżej 100kHz, którą praktycznie ogranicza częstotliwościowa charakterystyka przenoszenia komutatora analogowego U2. Napięcie progowe V_{REF} komparatorów U5 oraz pasmo przenoszenia układu filtrów dolnoprzepustowych (U3 i U4) określają rozdzielczość układu detektora synchronizmu.

Na podst. Electronics Design 17/1989.

mgr inż. Aleksander Rode



Rys. A



Rys.1 Układ detektora synchronizmu jest czuły dla częstotliwości f_{in} od 1kHz do czestotliwości powyżej 100kHz. Stan wysoki na wyjściu tranzystora T1 oznacza, że różnica (f_{in} - f_s jest mniejsza niż częstotliwość odcięcia f_c - filtru dolnoprzepustowego - rys. B. Naplęcie odniesienia komparatora (V_{REF}), oraz częstotliwość odcięcia filtrudolnoprzepustowego (fc) określają rozdzielczości układu. Jeżeli (f_{in} - f_s) przekracza f_c wówczas stan wyjścia zbliża slę do Ø - rys. C. Rys.A U1-74LS74, U2 - HI5049, U3, U4 - LM308, U5 - LM339, U6 - 74LS00, C1 = 15nF, C3, C4, C5, C6 = 1000pF, T1- 2N2222, R2 = 6.8k, $f_c = \frac{1}{2}PR1\,C1 = 500Hz$.

Sterowanie oświetleniem przy pomocy pilota TV

Praktycznie wszystkie współczesne odbiorniki telewizyjne mają możliwość sterowania przy wykorzystaniu pilota. Małe, poręczne pudełeczko pozwala na zajęcie wygodnego miejsca przed ekranem i całkowity nadzór nad wyborem kanału oraz parametrami obrazu i dźwięku.

Jak pokazano w tym artykule istnieje możliwość dalszego zwiększenia wygody użytkownika przez dołączenie do pilota dodatkowej funkcji - sterowania oświetleniem w pomieszczeniu, gdzie znajduje się OTV. Zasadę działania układu przedstawia rys.1.

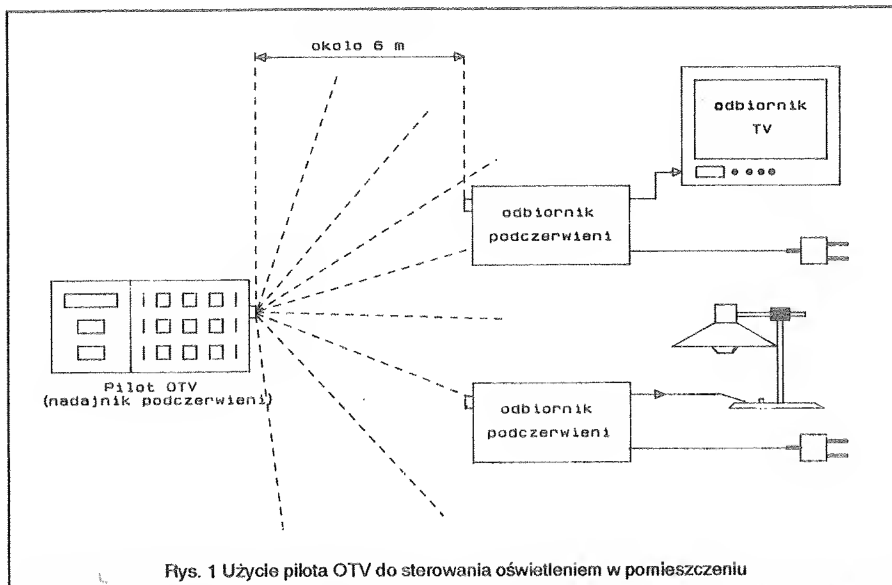
Jednoukładowy odbiornik podczerwieni.

Odbiornik został zbudowany przy wykorzystaniu układu scalonego typu TDE4061 firmy Siemens. Schemat blokowy układu przedstawiono na rys.3.

Zasadnicze parametry układu TDE4061:

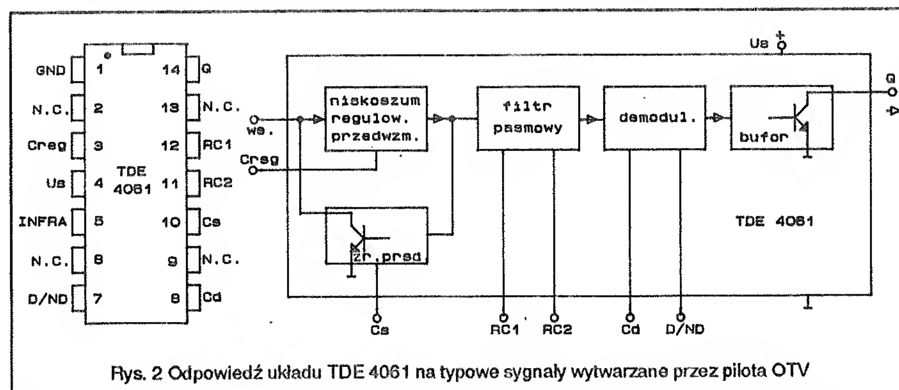
- Pobór prądu w stanie spoczynku: 650[μA];
- Zakres napięć zasilania: 4÷6.5[V];
- Możliwość zasilania bateryjnego;
- Wysoka czułość;
- Możliwość pracy z i bez demodulatora wyjściowego (TDE4061/TDE4060);
- Brak elementów indukcyjnych w układzie zewnętrznym;
- Pasmo częstotliwości ponad 200[kHz].

Wejście układu TDE4061 (rys.3) jest dołączone do fotodiody - detektora podczerwieni. Niestety, "widzi" ona nie tylko sygnały wysyłane z pilota, ale również światło widzialne, część widma emitowanego przez świetlówki. Odebrany sygnał przechodzi przez filtr pasmowy, który zapewnia wydzielenie sterujących sygnałów z zakresu podczerwieni. Blok demodulatora zaznaczony na rys.3 nie



Rys. 1 Użycie pilota OTV do sterowania oświetleniem w pomieszczeniu

występuje w układzie typu TDE4060. Obwód źródła prądowego powoduje wstępne wysterowanie fotodiody i stabilizuje napięcie wejściowe przedwzmacniacza na poziomie 1.4[V]. Wartość wzmocnienia przedwzmacniacza jest automatycznie regulowana, aby zapewnić optymalne



Rys. 2 Odpowiedź układu TDE 4061 na typowe sygnały wytwarzane przez pilota OTV

wysterowanie filtru pasmowego. Wejście IFR (ang.infra-red - pol. podczerwień) układu TDE4061 zapewnia wysoką impedancję i pobór prądu rzędu nA. Stąd anoda fotodiody jest dołączona bezpośrednio do wejścia IFR. Wyjście układu TDE4061, oznaczone Q, jest źródłem zdemodulowanego sygnału cyfrowego. Przykładowa odpowiedź układu pokazana jest na rys.2. Należy zaznaczyć, że długość impulsów od T1 do T4, pokazanych na rysunku, zależy od pilota. Rysunek został wykonany przy założeniu, że nadajnikiem jest układ typu RC4520 firmy Philips.

Opis układu.

Jak widać na rys.4 odbiornik nie jest skomplikowany. W modelu zastosowano fotodiodę typu BPW41N produkcji firmy Telefunken. Dołączona jest ona do źródła polaryzującego ją w kierunku przewodzenia przez rezystor R5. Prąd, którego wartość odzwierciedla "oświetlenie" fotodiody D3 steruje wejście IFR układu TDE4061. Kondensator C1 i rezystor R5 tworzą filtr dolnoprzepustowy na wejściu IFR, który zapewnia tłumienie sygnałów interferencyjnych. Kondensator dołączony do wyprowadzenia C REG układu TDE4061, C5, określa stałą czasową w obwodzie przedwzmacniacza. Wartość 470[nF] jest dobrana ze względu na dostosowanie układu do kodów bifazowych, które wysyła większość nowoczesnych pilotów OTV. Jeśli posługujemy się układem, który nie wzmacnia sygnałów dochodzących do obwodu sterowania wzmocnieniem w odbiorniku, należy zamontować mniejszy kondensator o wartości około 10[nF]. Zastosowanie jeszcze mniejszego kondensatora może spowodować samoczynne oscylacje.

Kondensator dołączony do wejścia Cs układu TDE4061, C7, kształtuje charakterystykę przedwzmacniacza w zakresie wyższych częstotliwości i współdziała z C REG i układem "podwójne T" dołączonym do wyjść RC1 i RC2 układu scalonego.

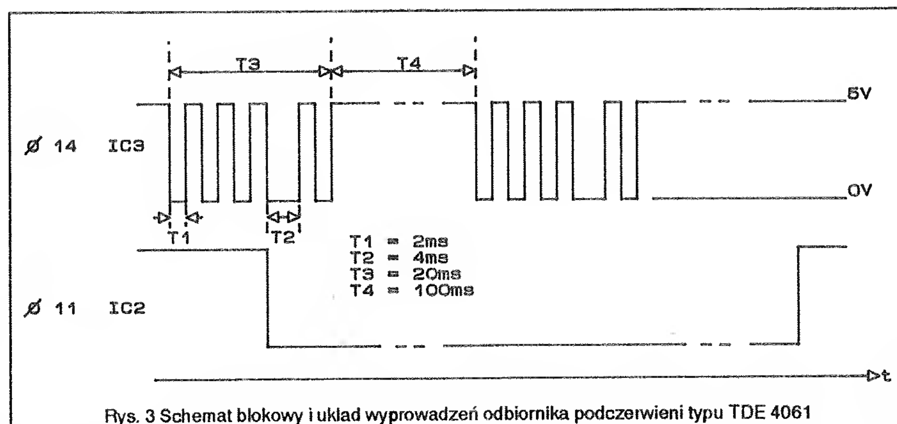
Te elementy określają sposób odpowiedzi układu TDE4061 na szybkie zmiany sygnału.

Pojemność Cs dostraja odbiornik do wartości częstotliwości nośnej emitowanej przez pilota OTV. W zależności od częstotliwości nośnej C7 powinien mieć wartość od 100nF (dla systemu 30kHz) do 10nF (dla systemu 120kHz). Filtr pasmowy poprawia stosunek sygnał-szum w przedwzmacniaczu i redukuje jitter (ang.- drganie zboczy sygnału) wychodzącego sygnału cyfrowego. Zewnętrzny filtr pasmowy w postaci "podwójnego T" dołączony do wyprowadzeń RC1 i RC2 układu TDE4061 musi przepuszczać składową stałą i mieć charakterystykę pasmowo-zaporową.

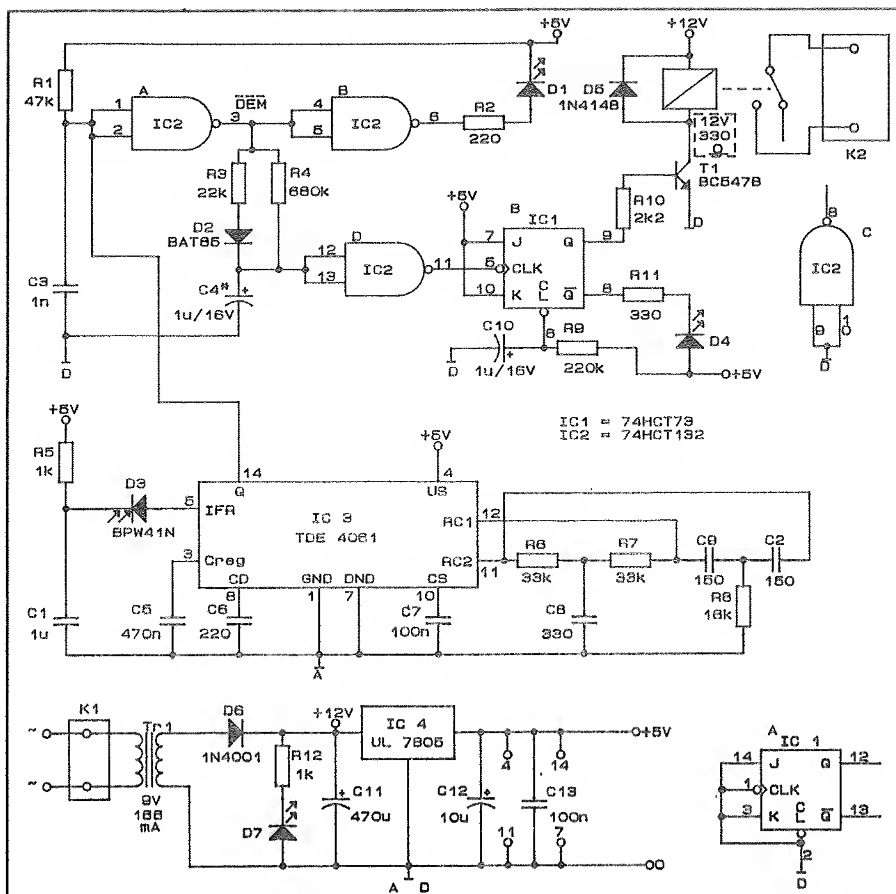
Częstotliwość tłumiona, fc, jest równa nośnej pilota. Zatem: fc=1/RC[Hz]; gdzie: R=R6=R7 i C=C2=C9. Należy zaznaczyć, że: R8=R/2 i C8=2C. Aby ograniczyć spadek napięcia na filtrze wartość R nie może być mniejsza niż 100[kΩ]. Elementy tworzące filtr zewnętrzny mogą być dobierane eksperymentalnie.

Wyjście układu TDE 4061, Q, jest typu otwarty kolektor. Gdy tranzystor końcowy jest włączony, maksymalny prąd kolektora wynosi 1[mA]. W przypadku, gdy sygnał wyjściowy przesyłany jest sprzężeniem zwrotnym na wejście i natężenie prądu wyjściowego nie jest utrzymywane na poziomie niższym niż około 200[μA], mogą wystąpić oscylacje. Zatem stosowanie pętli sprzężenia zwrotnego nie jest możliwe w tym układzie.

Ciąg impulsów cyfrowych dochodzących do TDE4061 jest odwracany przez bramkę Schmitta, IC2, a następnie prostowany przez układ D2-C4 w celu uzyskania włączającego/wyłączającego sygnału sterującego. Zmiany sygnału przechodzącego przez IC2d powodują przełączanie prze-



Rys. 3 Schemat blokowy i układ wyprowadzeń odbiornika podczerwieni typu TDE 4061

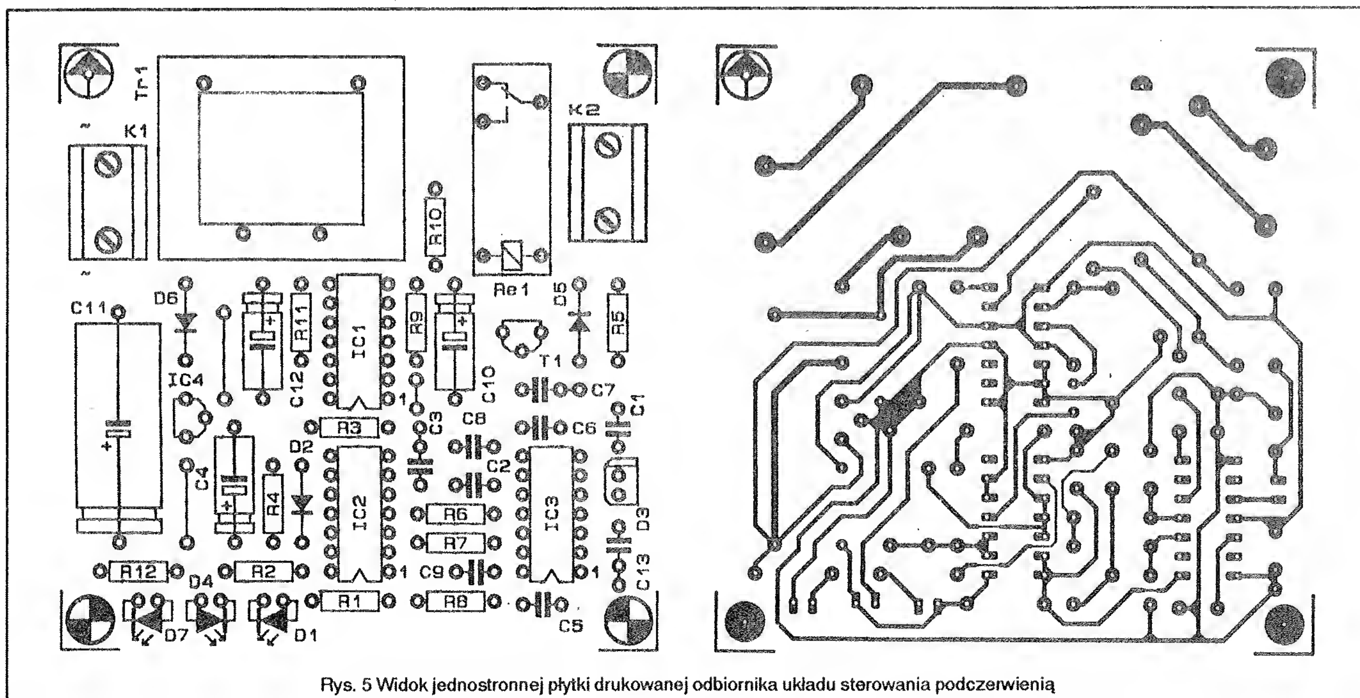


Rys. 4 Schemat układu odbiornika sterowania. Obciążenie jest załączone przy pomocy przekaźnika Re_1.

rzutnika J-K i w efekcie przekaźnik, Re_1, jest załączany lub zwalniany. W ten sposób realizuje się funkcję włączania/wyłączania odbiornika.

Oświetlenie sterowane przez system pilota OTV jest załączane przy pomocy przekaźnika Re1. Dioda LED, D_1, świeci w rytm impulsów, jeśli odbierany jest sygnał sterujący. Gdy wyjście, Q, IC_{1b} jest w stanie wysokim, tranzystor T1 przewodzi, a przekaźnik, Re_1, jest włączony. Wyjście komplementarne, Q, jest wówczas w stanie niskim, a dioda LED, D_4, świeci wskazując stan przekaźnika, Re_1.

Reakcja odbiornika na sygnały sterujące zależy od wartości kondensatora C4. Dzięki stosunkowo małej stałej czasowej układu R3-D2, przez który kondensator ładuje się, a stosunkowo dużej stałej czasowej obwodu rozładowania, R4, kondensator wydłuża czas trwania impulsów. Odbiornik jest wyposażony w standardowy stabilizator 78L05 (U=5[V]), IC_4.



Rys. 5 Widok jednostronnej płytki drukowanej odbiornika układu sterowania podczerwienią

Budowa - spis elementów:

Rezystory:

R1 47[kΩ]
R2 220[Ω]
R3 22[kΩ]
R4 680[kΩ]
R5,R12 1[kΩ]
R6,R7 33[kΩ]
R8 18[kΩ]
R9 220[kΩ]
R10 2,2[kΩ]
R11 330[Ω]

Kondensatory:

C1 1[µF]
C2,C9 150[pF]
C3 1[nF]
C4 1[µF]/16[V] - patrz tekst
C5 470[nF]
C6 220[pF]
C7,C13 100[nF]
C8 330[pF]
C10 1[µF]/16[V]
C11 470[µF]/16[V]
C12 10[µF]/10[V]

Półprzewodniki:

D1 LED (zielona)
D2 BAT85
D3 BPW41N (Telefunken)
D4 LED (żółta)
D5 1N4148
D6 1N4001
D7 LED (czerwona)
T1 BC547B
IC1 74HCT73
IC2 74HCT132
IC3 TDE4061 (Siemens)

IC4 78L05

Inne:

Re1 12[V]/330[Ω] przekaźnik np. firmy Siemens V23127-B2-A101
Tr1 9[V]/166[mA] transformator sieciowy

Odbiornik może być zmontowany i umieszczony w obudowie o niewielkich wymiarach dzięki użyciu obwodu drukowanego (rys.5). Montaż najwygodniej jest prowadzić w poniższej kolejności: układy scalone, rezystory, diody, kondensatory i elementy aktywne. Wygodnie jest uruchamiać układ, w którym układy scalone są zamontowane na podstawkach. Na końcu należy włożyć w otwory w płytce: transformator, przekaźnik i ewentualnie kontakty. Diody LED należy zamontować tak, aby ich powierzchnie czołowe wystawały na zewnątrz obudowy. Detektor podczerwieni, D3, musi być również umieszczony na płycie czołowej tak, aby "widział" nadajnik - pilota OTV. Obszar czułości diody BPW41IV znajduje się na osi diody. Następnie należy dołączyć do kontaktów: K1-sieć, K2-obciążenie.

Uwagi praktyczne:

Większość systemów sterowania przy pomocy pilota OTV ma zasięg około 5[m]. Czas reakcji odbiornika na sygnał sterujący jest krótki - zwykle kilka dziesiątych milisekundy.

Jeśli odbiornik będzie umieszczony w pobliżu OTV należy zwiększyć wartość pojemności C4 do około 47[μF]. W efekcie uzyskamy opóźnienie reakcji sterownika oświetlenia w stosunku do reakcji OTV.

Na podst. "ELEKTOR ELECTRONICS", JUNE 1991.

Witold Wrotek

Alarmy wahań temperatury

Uruchomienie elektronicznego alarmu wahań temperatury następuje wówczas, gdy obserwowane wahania wokół ustalonej temperatury są większe od określonej wartości. Alarm taki może być wykorzystany np. w cieplarniach. Zawiera on zarówno alarm wzrostu jak i spadku temperatury oraz jeden lub dwa wspólne przekaźniki.

Alarm wahań temperatury pokazany na rys.7 zawiera na wyjściach dwa niezależne przekaźniki RY1 i RY2. Termistor R8 stanowi czujnik temperaturowy o rezystancji od 1kΩ do 10 kΩ i nominalnej wartości 5 kΩ w środkowym zakresie temperatur. W celu ustawienia punktu samoczynnego włączania się alarmu wzrostu i spadku temperatury należy najpierw ustawić potencjometr R5 tak, aby na R8 pojawiło się napięcie 6V (punkt A). Termistor R8 jest w swoim nominalnym położeniu. Następnie należy zmniejszyć temperaturę R8 do żądanej najniższej wartości i ustawić R6 tak, aby załączył się przekaźnik RY1. Następnie doprowadzić do takiego wzrostu temperatury na R8, aby uzyskać żądaną górną wartość temperatury i ustawić R7 tak, aby załączył się przekaźnik RY2.

Rys.8 przedstawia inną wersję alarmu wahań temperatury, gdzie wykorzystany jest jeden przekaźnik wyjściowy RY1 i czujnik temperatury - termistor R6. W celu określenia punktu załączania alarmu wzrostu i spadku temperatury należy R3 ustawić tak, aby na termistorze R6 było 6V (punkt A).(Termistor ustawiony na nominalną wartość w środkowym zakresie temperatur.) Następnie przy dolnej wartości temperatury ustawić R4 tak, aby przekaźnik RY1 załączył się oraz przy górnej wartości temperatury ustawić R5 tak, aby przekaźnik RY1 załączył się.

Alarmy załączane światłem.

Elektroniczne alarmy załączane światłem są projektowane w ten sposób, że uruchamiają sygnał dźwiękowy w momencie, gdy światło wpadnie do ciemnego obszaru, jak np. wnętrze zaciemnionego pokoju lub sejf ścienny, oraz gdy np. dym przerwie wiązkę światła w fotokomórce. Kilka użytecznych wersji tego rodzaju alarmów jest pokazanych na rys.9-12. Wszystkie z nich wykorzystują fotorezystor jako czujnik. Fotorezystor w ciemności ma rezystancję rzędu setek kΩ, a oświetlany setek

Ω. W powyższych alarmach wykorzystano uniwersalne fotorezystory o średnicy powierzchni czołowej rzędu 3-12mm.

Na rys.9 przedstawiony został prosty sposób wykorzystania fotorezystora w alarmie z samopodtrzymaniem. Kiedy fotorezystor R3 nie jest oświetlony, wówczas ma bardzo dużą rezystancję, w rezultacie Q1 i RY1 pozostają wyłączone. Z chwilą oświetlenia rezystora jego rezystancja znacznie maleje załączając Q1, który uruchamia RY1 i alarm dźwiękowy. Kombinacja rezystorów R3-R1-R2 stanowi dzielnik napięciowy do polaryzacji Q1, R3-R1 jako górna połówka, R2 jako dolna połówka. Wadą tego rodzaju układu jest dość niska czułość.

Rys.11 pokazuje ulepszoną wersję alarmu. Lepszą czułość temperaturową oraz regulację uzyskano dzięki zastąpieniu Q12 przez układ Darlingtona oraz wykorzystaniu potencjometru R3=500kΩ w miejscu rezystora R2.

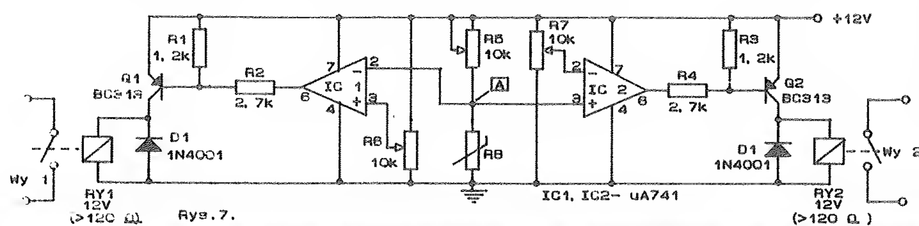
Alarmy dymne.

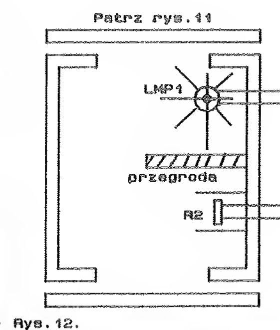
Fotorezystory mogą być także wykorzystane do budowy alarmów dymnych w oparciu o emisję i odbicie światła. Metodę opartą na emisji światła zastosowano w projekcie pokazanym na rys.10. Wiązka światła jest wysyłana wprost na czoło fotorezystora, a jego czułość jest ustawiona tak, że niewielki spadek natężenia światła wywołany obecnością dymu w padającej wiązce powoduje uruchomienie alarmu. Większą czułość ma metoda wiązki odbitej pokazana na rys.11. Obecność dymu faktycznie podwyższa całkowity poziom światła docierający do fotorezystora, zamiast go obniżać. Przykład ten w celu poprawienia czułości wykorzystuje układ Darlingtona Q1-Q2 i wprowadza R3 do regulacji czułości. Miejsce oznaczone linią przerywaną na rys.11 odnosi się do rys.12. Kiedy wykorzystany jest odbiciowy alarm dymny, zarówno żarówka LMP1 oraz fotorezystor R2 są umocowane przy otwartym końcu osłony ograniczającej dostęp światła z zewnątrz, ponadto zainstalowany jest ekran zabezpieczający R2 przed dostępem światła. Ciepło pochodzące od żarówki LMP1 powoduje ruch konwekcyjny powietrza do dna osłony i z powrotem ku górze. Wnętrze osłony jest pomalowane na czarny mat. Jego konstrukcja pozwala na swobodny przepływ powietrza, lecz wyklucza wpływ światła zewnętrznego. Jeżeli prądy konwekcyjne powietrza są pozbawione dymu, na R2 nie pada żadne światło, a jego rezystancja pozostaje bardzo wysoka. Jeżeli prądy powietrza będą zawierały dym, to spowoduje on odbicie światła od żarówki LMP1 z powrotem na R2. W rezultacie nastąpi spadek rezystancji, która jest kontrolowana przez układ.

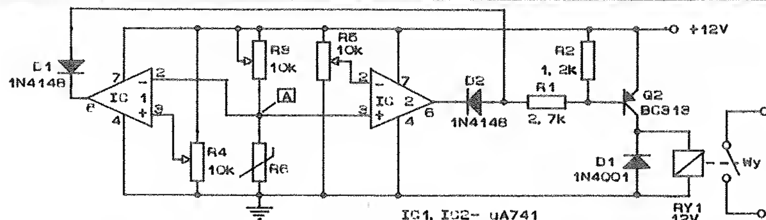
Wszystkie trzy wersje pokazane na rys.9-11 działają przez cały czas trwania czynnika wywołującego alarm (nie zatrzaskują się) i wykorzystują jednostykowy przekaźnik RY1.

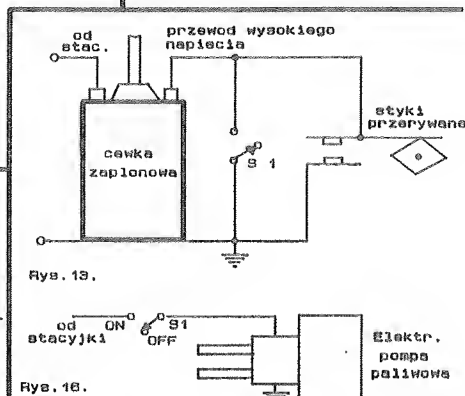
Urządzenia unieruchamiające samochód.

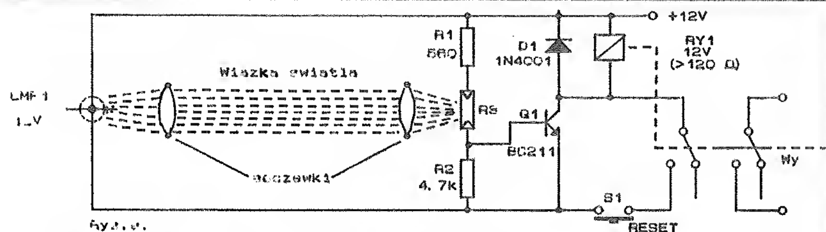
Sa dwa podstawowe rodzaje elektronicznych urządzeń przeciwwłamaniowych do samochodów lub innych pojazdów: przełącznik unieruchamiający samochód

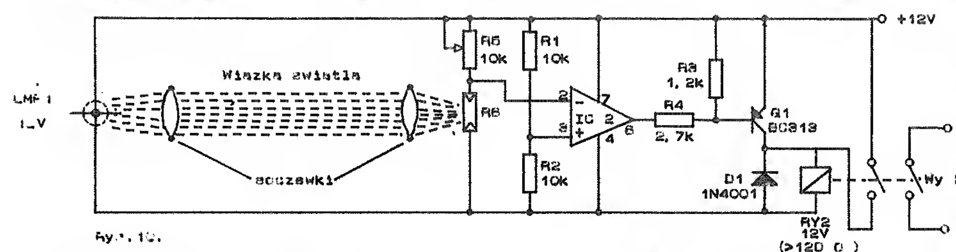

+12V
R1 1,2k
Q1 BC313
R2 2,7k
IC 1
R5 10k
R7 10k
A
R6 10k
R8
IC 2
R4 2,7k
R3 1,2k
Q2 BC313
D1 1N4001
Wy 1
Wy 2
RY1 12V (>120 Ω)
IC1, IC2- uA741
RY2 12V (>120 Ω)
Rys.7.

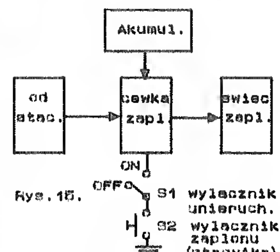

Patrz rys.11
LMP1
przegroda
R2
Rys.12.

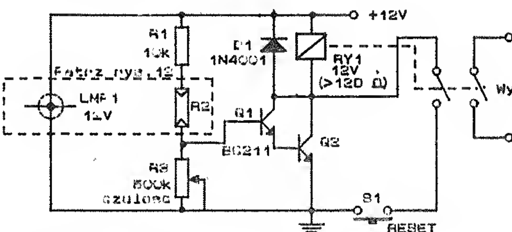

D1 1N4148
IC 1
R9 10k
R5 10k
A
IC 2
D2 1N4148
R2 1,2k
R1 2,7k
Q2 BC313
+12V
R4 10k
R6
D1 1N4001
Wy
IC1, IC2- uA741
RY1 12V (>120 Ω)
Rys.8.

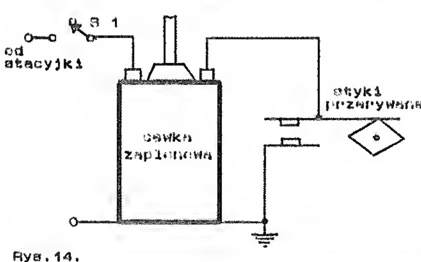

od stac.
przewod wysokiego napiecia
styki przerywane
cewka zaplonowa
S 1
Rys.13.
od stacyjki
ON
OFF
S1
Elektr. pompa paliwowa
Rys.16.

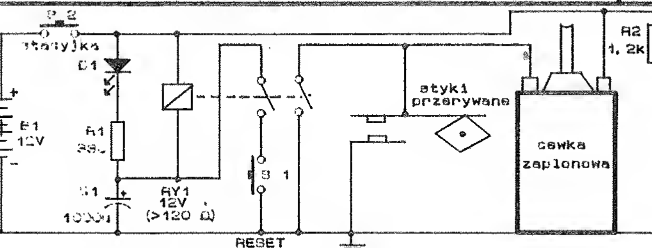

+12V
R1 560
D1 1N4001
RY1 12V (>120 Ω)
LMP1 12V
Wiazka swiatla
R5
Q1 BC211
soczewki
R2 4,7k
Wy
S1 RESET
Rys.9.

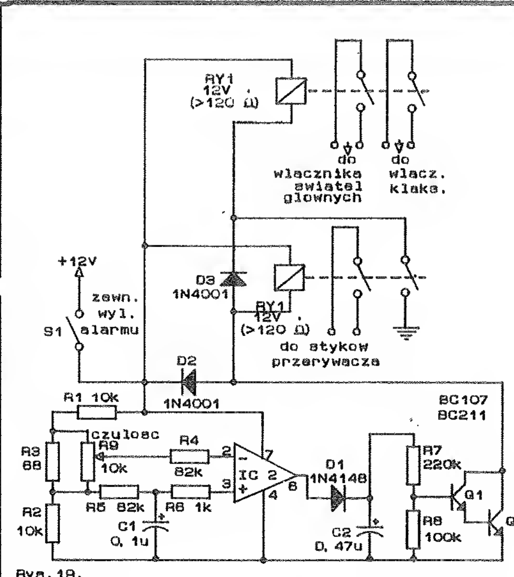

+12V
R5 10k
R1 10k
R3 1,2k
LMP1 12V
Wiazka swiatla
R6
IC 2
R4 2,7k
Q1 BC313
soczewki
R2 10k
D1 1N4001
Wy 2
RY2 12V (>120 Ω)
Rys.10.

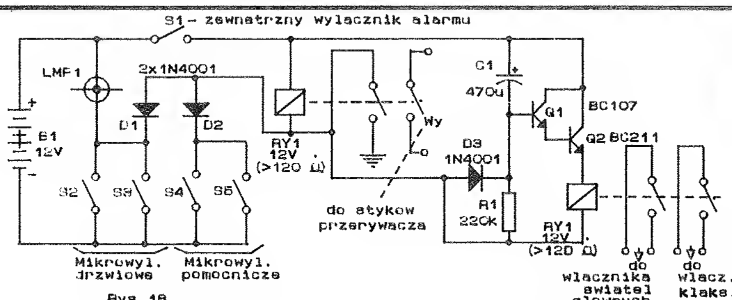

Akumul.
od stac.
cewka zapl.
swiec zapl.
ON
OFF
S1 wylacznik unieruch.
S2 wylacznik zaplonu (stacyjka)
Rys.15.


+12V
R1 10k
D1 1N4001
RY1 12V (>120 Ω)
Patrz rys.12
LMP1 12V
R2
Wy
Q1
BC211
Q2
R3 500k czulosc
S1 RESET
Rys.11.


S 1
od stacyjki
styki przerywane
cewka zaplonowa
Rys.14.


S 2 stacyjka
D1
B1 12V
R1 330
C1 1000u
RY1 12V (>120 Ω)
S 1
RESET
styki przerywane
cewka zaplonowa
R2 1,2k
Rys.17.


RY1 12V (>120 Ω)
do wlacznika swiatel glownych
do wlacz. klaks.
+12V
S1 zewn. wyl. alarmu
D3 1N4001
RY1 12V (>120 Ω)
do stykow przerywacza
D2
1N4001
R1 10k
czulosc R9 10k
R4 82k
R3 68
R2 10k
R5 82k
R6 1k
C1 0,1u
IC 2
D1 1N4148
BC107 BC211
R7 220k
R8 100k
C2 0,47u
Q1
Q2
Rys.19.


S1- zewnetrzny wylacznik alarmu
LMP1
2x1N4001
B1 12V
D1
D2
S2
S3
S4
S5
Mikrowyl. drzwiowe
Mikrowyl. pomocnicze
RY1 12V (>120 Ω)
Wy
C1 470u
Q1 BC107
Q2 BC211
D3 1N4001
R1 220k
do stykow przerywacza
RY1 12V (>120 Ω)
do wlacznika swiatel glownych
do wlacz. klaks.
Rys.18

oraz alarm przeciwwłamaniowy. W tej części zostaną przedstawione zalety i wady różnych unieruchamiaczy pojazdów. W wersji pokazanej na rys.13 przełącznik unieruchamiający samochód jest połączony równolegle do styków przerywacza, a zatem będzie on pracować tylko w samochodach nie posiadających elektronicznego zapłonu. Przełącznik uniemożliwia uruchomienie samochodu kiedy jest on zamknięty i stanowi wspaniałe zabezpieczenie, szczególnie wtedy, gdy przewody na końcu przełącznika idące do styków przerywacza są dobrze schowane.

Rys.14 pokazuje przełącznik unieruchamiający połączony szeregowo ze stacyjką, a na rys.15 jest on połączony szeregowo z cewką zapłonową. Możliwe jest także połączenie go z elektryczną pompą paliwową - rys.16. Ten ostatni sposób zabezpieczenia samochodu pozwala złodziejowi na uruchomienie silnika i przejechanie kilku metrów, dopóki pompa paliwowa nie zatrzyma całej operacji.

Wadą układów pokazanych na rys.13-16 jest to, że działają one tylko wtedy, gdy właściciel samochodu pamięta o ich wykorzystaniu (załączeniu). W odróżnieniu do powyższych rys.17 przedstawia układ załączający się automatycznie w momencie uruchamiania silnika przy pomocy stacyjki. Może być wyłączony przez wciśnięcie schowanego przycisku S1.

Samochodowe alarmy przeciwwłamaniowe.

Elektroniczne samochodowe alarmy przeciwwłamaniowe powinny emitować sygnał dźwiękowy, a ponadto unieruchamiać silnik podczas lub po jego rozruchu. W alarmach tego rodzaju wykorzystuje się przycisk ON/OFF umieszczony wewnątrz lub na zewnątrz pojazdu. Przy umieszczeniu przycisku wewnątrz należy pamiętać o pewnym opóźnieniu czasowym w działaniu alarmu, pozwalającym na wejście i wyjście z samochodu lub uruchamiania sygnału dźwiękowego. Umieszczenie przycisku ON/OFF na zewnątrz pojazdu jest bardziej efektywne, bowiem alarm zostaje uruchomiony w momencie otwierania drzwi. Wadą tego rodzaju alarmów jest to, że sygnał dźwiękowy oraz światła działają do momentu wyłączenia ich przez właściciela pojazdu lub wyczerpania się akumulatora. Niedogodności tej nie zawiera układ pokazany na rys.18. Przekaźnik RY2 wyłącza alarm automatycznie po około 4 minutach, co jest określone stałą czasową R1xC1. Ostateczna wersja alarmów przeciwwłamaniowych jest pokazana na rys.19. Układ ten wykrywa niewielki spadek napięcia akumulatora, kiedy są zapalone światła lub włączana stacyjka. Zamiast używania mikrowyłącznika kondensator C1 "zapamiętuje" średnią wartość napięcia i podaje je na 3 nóżkę układu IC1, podczas gdy chwilowe napięcie jest na nóżce 2. Jeżeli napięcie to spadnie poniżej wartości średniej, wówczas na wyjściu IC1 pojawia się stan wysoki uruchamiając RY1 poprzez Q1-Q2. Styki przekaźników RY1 i RY2 działają tak jak pokazano na rys.18.

Rysunki

Rys.7. Alarm wahań temperatury z dwoma niezależnymi wyjściami (spadku temp.Wy1, wzrostu temp.Wy2) i czujnikiem termistorowym.

Rys.8. Alarm wahań temperatury z pojedyńczym wyjściem sterowanym przekaźnikiem i czujnikiem termistorowym.

Rys.9. Prosty alarm załączany światłem wykorzystujący fotorezystor jako czujnik.

Rys.10. Alarm dymny z wiązką świetlną z czujnikiem fotorezystorowym.

Rys.11. Udoskonalony alarm dymny załączany światłem.

Rys.12. Przekrój odbiciowego detektora dymu.

Rys.13. Równoległe połączenie wyłącznika unieruchamiającego pojazd z przerywaczem.

Rys.14. Szeregowe połączenie wyłącznika unieruchamiającego pojazd ze stacyjką (wyłącznik S1 zamocowany przy cewce zapłonowej).

Rys.15. Szeregowe połączenie wyłącznika z cewką zapłonową (wyłącznik S1 zamocowany przy stacyjce).

Rys.16. Szeregowe połączenie wyłącznika unieruchamiającego z pompą paliwową.

Rys. 17. Układ automatycznie załączonej blokady styków przerywacza.

Rys.18. Alarm przeciwwłamaniowy.

Rys.19. Ulepszony alarm przeciwwłamaniowy.

Witold Dąbrowski

Opracowano na podst. Electronics Experimenters, Handbook 1991.

Wyłącznik czasowy

Po pojawieniu się na naszym rynku ukł. NE 555, a później naszych odpowiedników. ULY 7855 stworzyły one możliwość wszelakiego zastosowania. Sam układ może generować impulsy o dł. kilku godzin. Jest wysoko stabilny niezależnie od napięcia zasilania. Właśnie jego wybrałem na generator taktujący. Impulsy z niego zliczane są przez liczniki US2, US3. Ilość liczników jest podyktowana wymogami i przeznaczeniem wyłącznika - ustala to wykonawca-użytkownik. Czas jednego impulsu z generatora $T_X=T_1+T_2$ gdzie T1 - stan wysoki, T2 - stan niski.

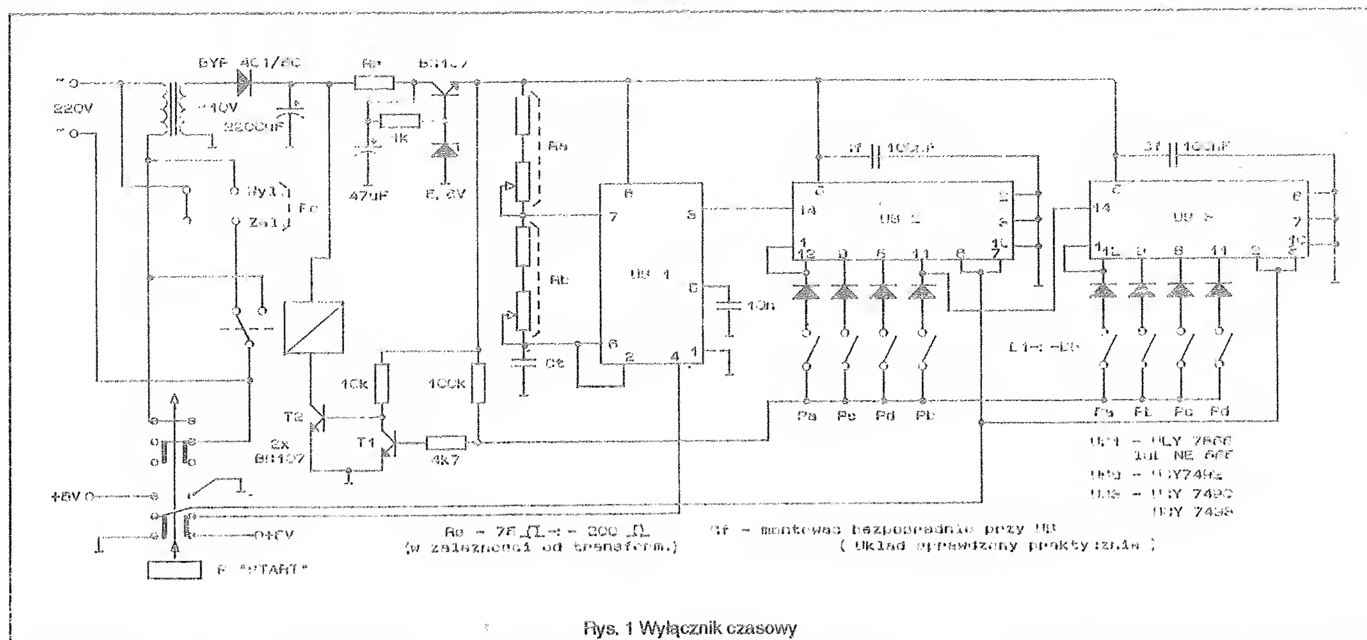
$T_1=0,693 \times (R_A+R_B) \times C_T$
$T_2=0,693 \times R_B \times C_T$

Przy czym pierwszy impuls po starcie generatora jest dłuższy i wynosi $T_{11}=1,1 \times (R_A+R_B) \times C_T$. Wynika to z tego, że C_T jest ładowany od napięcia OV, a później już od napięcia 1/3 Ucc. Znając te zależności można tak dobrać R_A i R_B (stosując układ równań), że $T_{11} \sim T_1+T_2=T_X$. Staranne ustawienie - wyregulowanie generatora decyduje o jakości pracy wyłącznika.

Ja chciałem zbudować wyłącznik do kilku godzin i dlatego Tx=5min

US_2-UCY7492-licznik do 12, w ten sposób US_2 daje wyjście równej godziny i jego programowanie jest rozdzielcze co 5 minut. US_3-UCY7490-licznik do 10, wtedy max. czas program. 10h 55 minut, lub UCY7493-licznik do 16, wtedy max. czas program. 16h 55 minut całego wyłącznika.

Dekoder programowania czasu jest zbudowany z diod $D_1 \div D_8$, T_1, T_2 i przekaźnika Pu. Po zwarciu odpowiednich przełączników, czyli zaprogramowaniu i wciśnięciu przycisku monostabilnego "START"- następuje wyzerowanie liczników i start generatora. Przekaźnik Pu już samoczynnie podtrzymuje zasilanie układu, gdyż T_1 będzie zatkany, a T_2 przewodził do czasu, gdy liczniki nie osiągną stanów wysokich na zwartych przełącznikami wyjść tych liczników do bazy T_1. Gdy wszystkie wyjścia zaprogramowane (zwarte przełączniki) osiągną stan wysoki, baza T_1 zostaje uwolniona od masy z jakiegokolwiek wyjścia i T_1 przewodzi, a T_2 zatyka się. Tym samym Pu odłącza zasilanie układu i zwiera lub rozwiera styki urządzenia załączonego lub odłączonego. Rozwiąza-



Rys. 1 Wyłącznik czasowy

nie z podtrzymaniem napięcia zasilającego przez Pu jest niezbędne, gdyż w zasilaniu stałym i dalszej pracy generatora i kolejnym impulsie z niego któreś z wyjść licznika osiągnie stan 0 i ponownie by go uruchomiło, a tak układ kończy pracę i samoczynnie się odłącza od sieci spełniając w pełni swoje zadanie. Jako C_T stosujemy kondensator tantalowy. Przełączniki programatora w kodzie BCD - Izostat niezależny $D_1 \div D_8$ - wszystkie typy diod o małym prądzie wstecznym. Mogą być złącza B-E B-C z uszkodzonych tranzystorów krzemowych. Jak najmniejsze gabarytowo i prądowo. Czas Tx pozostawiam do wyboru w zależności od przeznaczenia wyłącznika, czy to jako timera do naświetlania zdjęć, czy też budzika załączającego np. radio.

Robert Adamski

Elektroniczny zamek

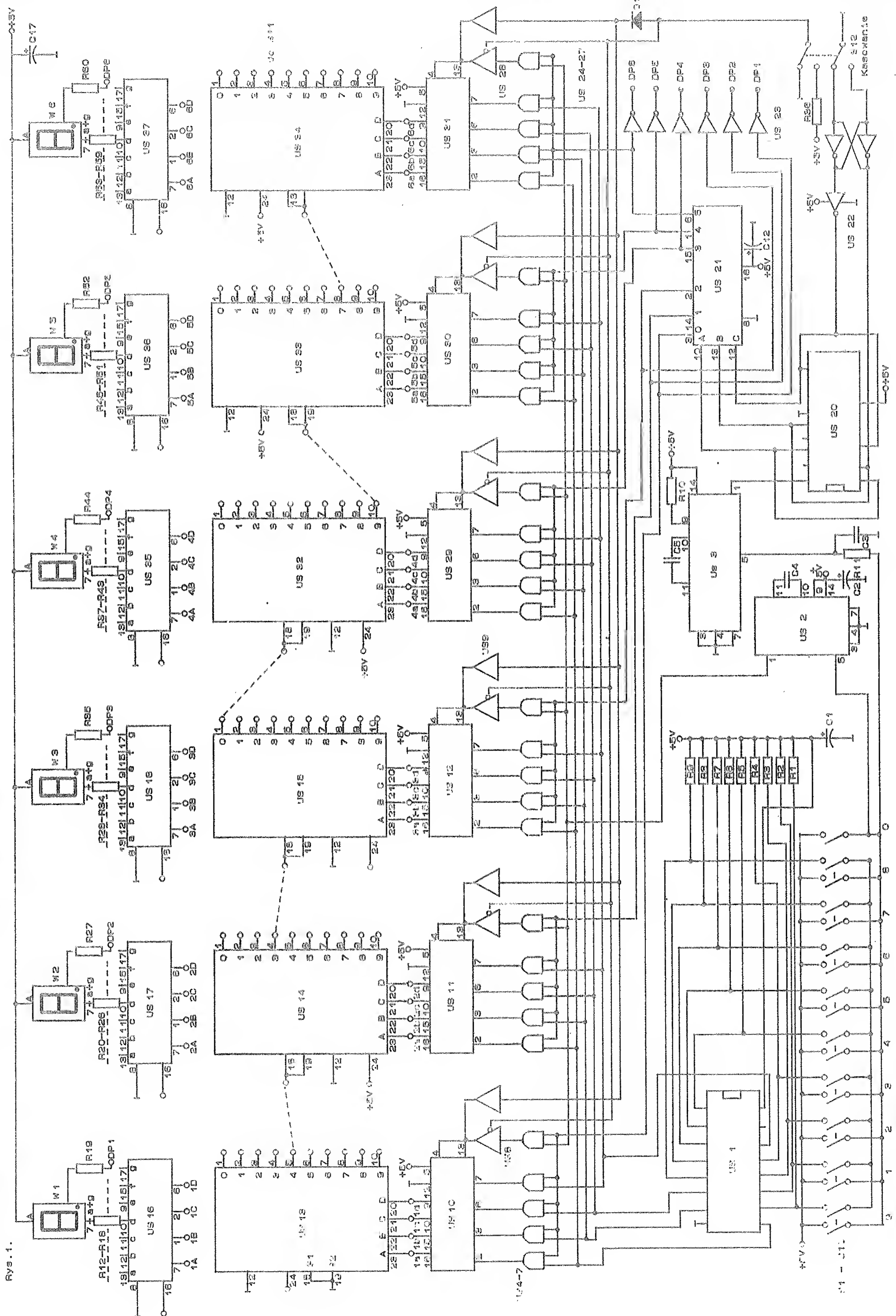
Nikt z nas nie lubi nosić przy sobie pęku kluczy. Najlepiej byłoby w ogóle nie zakładać zamków u drzwi, lecz w takim czasie jak ustrzec się przed złodziejem. Można to rozwiązać cyfrowo.

Schemat zamka jest dosyć rozbudowany, dlatego też podzieliłem go na trzy bloki: urządzenie sterujące, układ sygnalizacji optycznej (rys.1) oraz układ alarmowy (rys.2). Na początek opiszę urządzenie sterujące. Jest to najważniejsze urządzenie sterujące. Składa się ono z: enkodera 210 na 4 linie BCD (US_1), układów czasowych (US_2,US_3), licznika do sześciu (US_{20}), dekodera kodu BCD na 1 z 10 (US_{21}), kluczy cyfrowych (US_4-US_7,US_{24}-US_{27}), zespołu zatrzasków (US_{10}-US_{12},US_{29}-US_{31}), oraz demultiplekserów (US_{13}-US_{15},US_{32}-US_{34}). Układ sygnalizacji optycznej składa się z: dekoderów kodu BCD na kod siedmiosegmentowy (US_{16}-US_{18},US_{35}-US_{37}), oraz wyświetlaczy ze wspólną anodą (W_1-W_6). Natomiast układ alarmowy składa się z: zespołu szukaczy błędu numerze szyfru (US36-US44), urządzenia sterującego elektromagnesem (1/2US_{35},T_1,Pk_1), oraz urządzenia alarmowego (1/2US_{35},T_2,Pk_2,Dz).

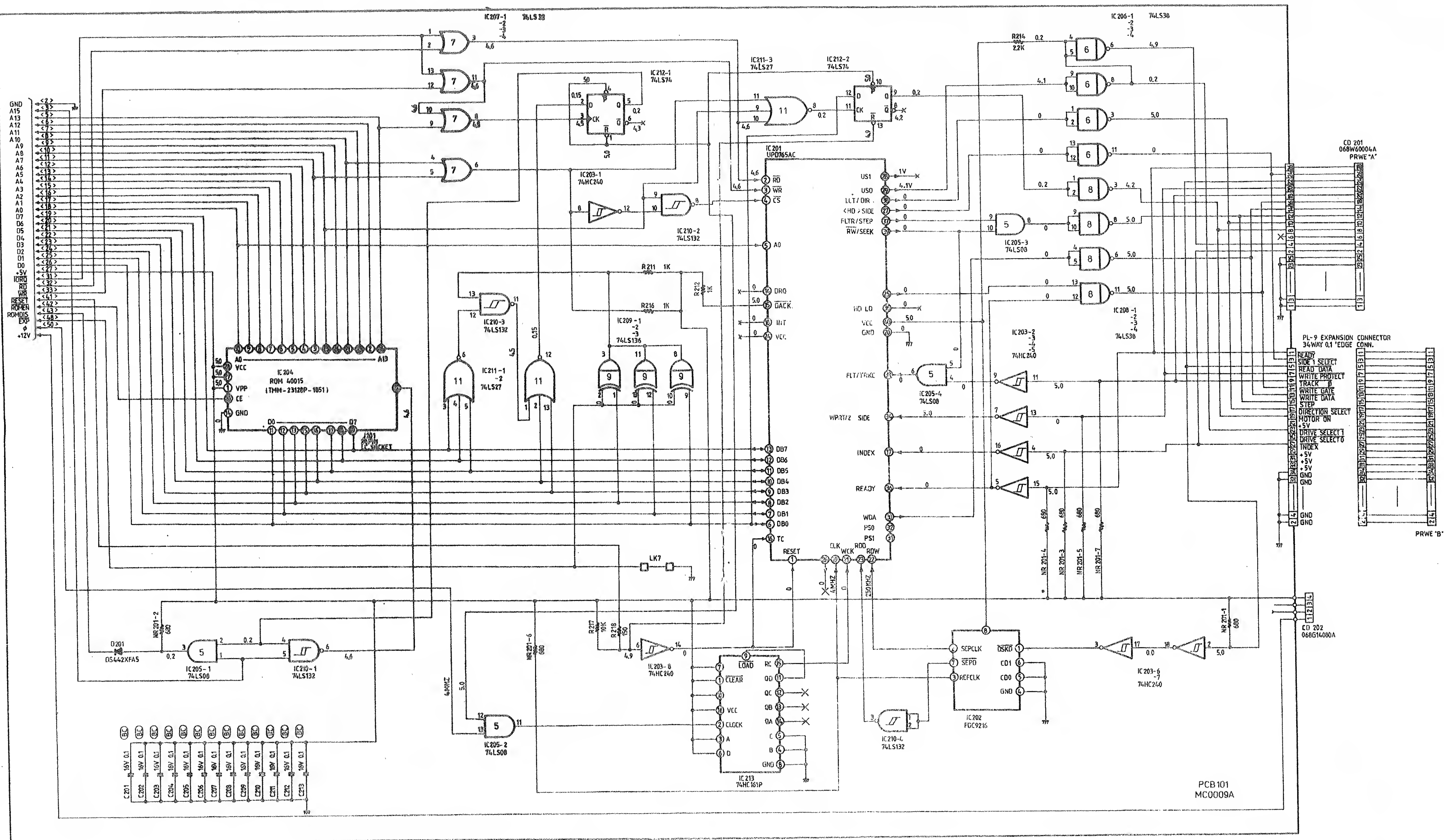
No dobrze, ale mógłby się ktoś zapytać: jak się tym posługiwać? Jest to dziecinnie łatwe. Po włączeniu zasilania należy skasować licznik (US_{20}) i zatrzaski (US_4-US_7,US_{29}-US_{31}) za pomocą przełącznika S_{12}. Po jego zwolnieniu zaświeci się dioda DP_1 w pierwszym wyświetlaczu (W_1), która sygnalizuje nam gotowość przyjęcia pierwszej cyfry nr szyfru. Wybieramy ją za pomocą przełączników S_1-S_{10}. Następną cyfrę możemy dopiero wybrać po zaświeceniu się DP_2 w W_2, itd. Gdy wybierzemy wszystkie sześć cyfr, należy załączyć przełącznik S_{11}. Tak długo jak będzie on załączony, tak długo będzie działał elektromagnes. Po otwarciu drzwi zwalniamy włącznik S_{11} i kasujemy zamek za pomocą S_{12}.

Na początek omówimy zasadę działania urządzenia sterującego (rys.1). Po skasowaniu licznika US_{20}, na jego wyjściu każdy z bitów przyjmuje poziom logiczny 0, co odpowiada w kodzie BCD cyfrze zero. Następnie to trzybitowe słowo zostaje przekazane do dekodera US_{21}, a tam przekodowane na postać 1 z 10. Słowu 000 odpowiada cyfra zero, toteż na wyjście "0" (końcówka 3) zostaje podany poziom logiczny 1. Zostaje to zasygnalizowane zaświeceniem diody DP_1 w W_1. Tym samym zostają otwarte klucze mające swe wyjścia przyłączone do pierwszego zatrzasku (US_{10}). Następnie wybierając pierwszą cyfrę numeru szyfru np 4, podajemy na końcówkę I (US_1) poziom logiczny 0. Na wyjściu tego układu uzyskujemy liczbę 4 zakodowaną w kodzie BCD, a więc poszczególne bity przyjmują postać: A=0,B=0,C=1,D=0. Bity te zostają przekazane poprzez cztery klucze do pierwszego zatrzasku (US_{10}). W tym samym czasie zostają wysłane dwa impulsy z generatorów monostabilnych (US_2,US_3). Generatory te działają tylko wtedy, gdy na wejściu pojawi się dodatnie zbocze impulsu. Pierwszy generator (US_2) zadziała natychmiast i wyśle impuls o czasie trwania ok. 0,14ms, natomiast drugi generator (US_3) zadziała z opóźnieniem równym ok. 1,2ms i wygeneruje też tylko jeden impuls o czasie trwania ok. 0,21ms. Impuls z generatora US_2 umożliwia zapamiętanie cyfry szyfru w zatrzasku (US_{10}), natomiast impuls z generatora US_3 jest zliczany w liczniku US_{20}. Zgodnie z tabelą kodu BCD wyjścia licznika przyjmują odpowiednio poziom logiczny równy A=1,B=0,C=0. Bity te zostają przekazane do US_{21}. Na wyjście 1 (końcówka 14) US_{21} zostaje podany poziom logiczny 1 (na pozostałych wyjściach 0). Zostaje to sygnalizowane zaświeceniem się DP_2 w W_2. Bity zapamiętane w US_{10} są przekazane do pierwszego demultipleksera (US_{13}), a także do dekodera kodu BCD na 7-segmentowy (US_{16}). Tam też wybrana przez nas cyfra (w naszym wypadku 4) zostaje zdekodowana i wyświetlona na wyświetlaczu W_1.

Zasadę działania demultipleksera wyjaśnia tabela (rys.3). Cały ten cykl powta-



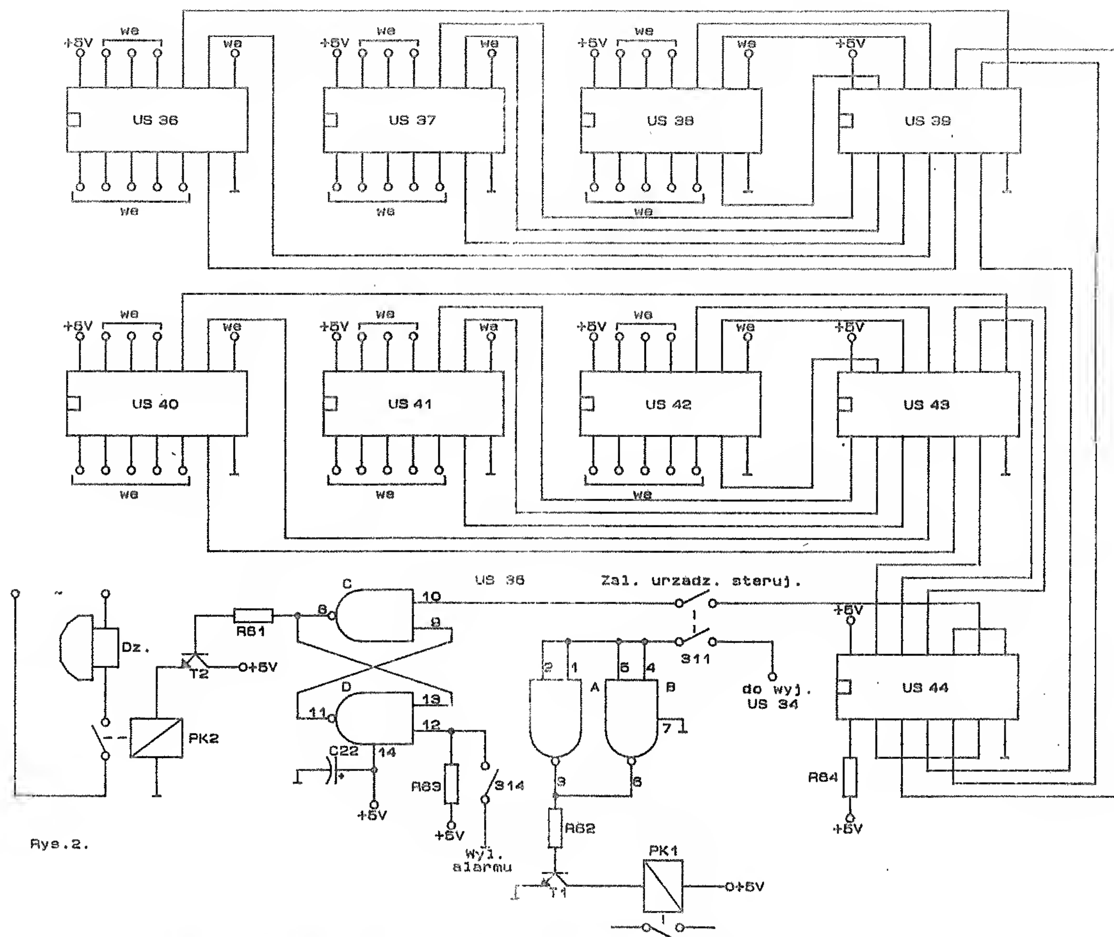
Rys. 1.


AMSTRAD CPC 6128
INTERFACE CIRCUIT
PCB101
MC0009A
IC201
UPD765AC
IC204
ROM 40015
(TMM-23128P-1851)
IC213
74HC161P
IC202
FDC9216
PL-9 EXPANSION CONNECTOR
34WAY 0.1 "EDGE CONN.
READY
SIDE 1 SELECT
READ DATA
WRITE PROTECT
TRACK Ø
WRITE GATE
WRITE DATA
STEP
DIRECTION SELECT
MOTOR ON
DRIVE SELECT 1
DRIVE SELECT 0
INDEX
PRWE "A"
PRWE "B"
CD 201
CD 202
D201
DS442XFAS
LK7

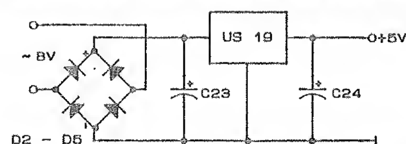
rza się sześciokrotnie. Po wybraniu sześciu cyfr otwieramy drzwi za pomocą włącznika S_{11}. Załączając go wysterowywujemy tranzystor T_1 poprzez buforowe bramki NAND. Następnie tranzystor T_1 uruchamia przekaźnik, który swoimi zestykami zamyka obwód elektromegnesu zamontowanego np. w zamku patentowym.

Chcąc skasować szyfr, który wpisaliśmy, należy zwolnić wyłącznik S_{11}, a przełączyć S_{12}. Za jego pomocą kasujemy poprzez przerzutnik RS zbudowany z inwerterów (US_{22}) licznik US_{20} do zera, a także blokujemy wyjścia bramek (US_8,US_{28}) podając na wejście sterujące poziom logiczny 1, oraz podając na wejście zegarowe wszystkich zatrzasków logiczną jedynkę, tym samym kasując poprzednią informację, a zapisując następną. A że na wszystkie wejścia informacyjne wszystkich zatrzasków podany został poziom logiczny 0, zostają zapamiętane cyfry zero.

Urządzenie alarmowe działa następująco: każde jedno wejście urządzenia alarmowego (US_{36}-US_{38},US_{40}-US_{42}) jest podłączone do jednego z wyjść wszystkich demultiplekserów. Jeżeli na którymkolwiek z nich zostanie podany poziom logiczny równy 0, to na wyjściu US_{44} pojawi się poziom logiczny 0, który poprzez przerzutnik prosty RS (1/235) wysteruje tranzystor T_2, który uruchamia Pk_2. Przekaźnik ten zamyka swoim zestykiem obwód dzwonka Dz. Aby wyłączyć alarm należy wyłączyć S_{11} oraz załącznik S_{14}.



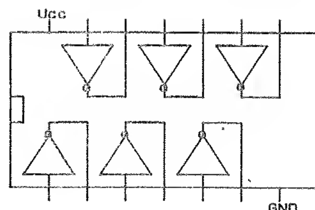
Rys.2.

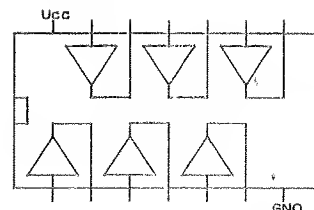


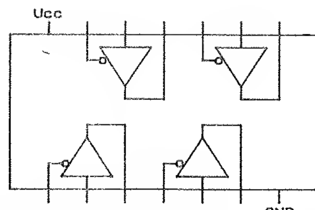
Rys.4.

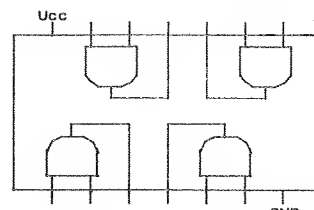
WE		WEJSCIA				WYJSCIA									
G1	G2	D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
0	1	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Rys.3.









Rys.5.

Programowanie.

Zamek cyfrowy pragramuje się bardzo łatwo. Należy jedno z dziesięciu wyjść pierwszego demultipleksera połączyć z wejściem następnego. Natomiast wyjście z ostatniego demultipleksera (US_{34}) należy połączyć do zestyku przełącznika S_{11}. Przykładowe połączenie dla szyfru: 431973 pokazane jest na rys.1 linią przerywaną. Na rys.5 został przedstawiony rozkład połączeń poszczególnych bramek w układach scalonych: rys.5a-US22,US23; 5b-US9; 5c-US_8,US_{28}; 5d-US_{4-7},US_{24-27}. Na rys.4 przedstawiony został schemat zasilacza. Zamek cyfrowy, pomimo stosowania układów TTL-LS oraz CMOS, charakteryzujących się małym poborem prądu, pobiera go jednakowo dosyć dużo, ok.0,9A (przy wyświetlaniu wszystkich cyfr=8 i działaniu alarmu). Dlatego też zaleca się umieszczenie US19 na radiatorze. Montaż dobrze jest wykonać na kilku płytkach drukowanych i później je odpowiednio połączyć.

Uwagi:

1/ Zaleca się stosowanie podstawek pod układy CMOS.
2/ Na schematach wszystkie przełączniki znajdują się w pozycji spoczynkowej.

Spis elementów:

US1 - UCY74147
US2,US3 - UCY74121
US4-US7,US24-US27 - MCY74081
US8,US28 - UCY74125
US9,US23 - UCY74LS07
US10-US12,US29-US31 - UCY74LS75
US13-US15,US32-US34 - UCY74154
US16-US18,US35-US37 - UCY74247
US36-US44 - MCY74073
US35 - UCY74LS38
US19 - UL7805
T1,T2 - BC211
D1 - BAP795
D2-D5 - BYP401/50
C1,C2,C6-C22 - 47μF/10V
C3 - 470nF
C4,C5 - 100nF
C23 - 2200μF/16V
C24 - 470μF/10V
R1-R10,R36,R63,R64 - 1k
R11 - 2,2 k
R12-R35,R37-R60 - 470 k
R61,R62 - 180 k
S_1-S_{12},S_{14} - przełączniki typu isostat-niezależne, niestabilne
W_1-W_6 - wyświetlacz, wspólna anoda np. CQYP74
Pk_1,Pk_2 - dowolny przekaźnik na 6V z zestykiem zwiernym

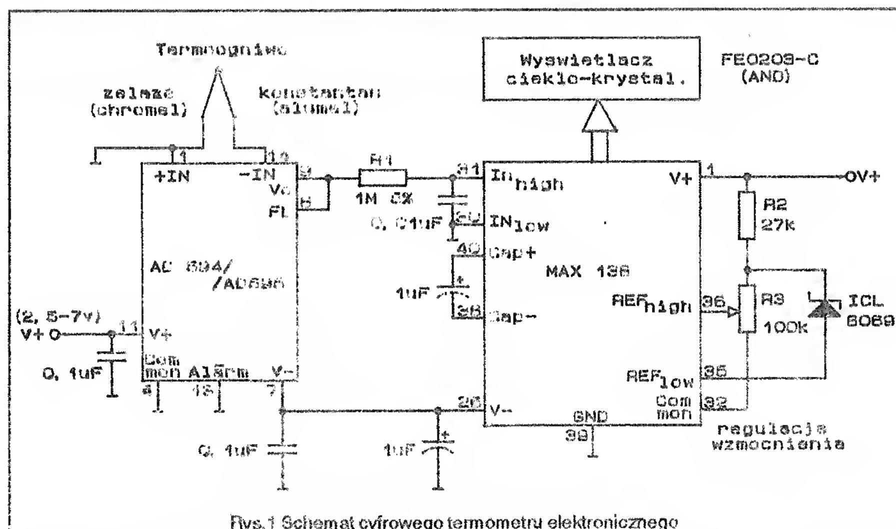
Jarosław Stemal

Literatura:
1. *"Układy cyfrowe"-M.Kręciejewski*
2. *"Elektronika łatwiejsza niż przypuszczasz-technika cyfrowa"- D.Nuhrman*
3. *"Układy scalone serii UCA64/UCY74. Parametry i zastosowania"- W.Sasal.*

Cyfrowy termometr elektroniczny

Wykorzystując monokrystaliczny wzmacniacz przystosowany do współpracy z termoogniwem - układ typu AD594 firmy Analog Devices - można zbudować prosty, zwarty, cyfrowy termometr elektroniczny. W jego skład wchodzi układ kompensacji spoiny odniesienia termoogniwa. Przy wykorzystaniu termopary typu J układ daje na wyjściu zmiany napięcia rzędu 10mV/°C. Wzmacniacz AD594 może pracować przy zasilaniu z jednego źródła napięcia dodatniego. Jednak dla zmierzenia ujemnych temperatur należy stosować dodatkowe źródło napięcia ujemnego lub zasilać cały układ ze źródła bipolarnego. Takie podejście jednak nie jest konieczne, jeżeli wykorzystywać będziemy termometr tylko w zakresie dodatnich temperatur.

Łącząc układ wzmacniacza AD594 z monokrystalicznym cyfrowym przetwornikiem analogowo-cyfrowym, który będzie pracował jako woltomierz otrzymamy kompletny układ pomiarowy termometru. Stosując jako woltomierz układ firmy Maxim-Max138 otrzymujemy dzięki niemu źródło napięcia ujemnego, które umożliwi mierzyć temperaturę ujemną również. Układ Max138 posiada własne źródło napięcia ujemnego zbudowane w oparciu o sterowany generator prądu, który zamienia przyłożone dodatnie napięcia zasilające na ujemne równe co do wartości bezwzględnej napięciu dodatniemu. Tak powstałe źródło napięcia ujemnego dostępne jest na pinie 26 układu Max138. Może ono dostarczyć maksymalnie 500μA co w zupełności wystarcza dla układu wzmacniacza AD594. W ten sposób łącząc obydwa układy jak na



Rys.1 Schemat cyfrowego termometru elektronicznego

rys.1, otrzymujemy bardzo zwarty, małogabarytowy, o bardzo małym poborze prądu cyfrowy termometr elektroniczny zasilany tylko jedną baterią. Te dwa układy scalone bardzo dobrze współpracują i w pełni sobie wystarczają i uzupełniają się. Bardzo interesujący jest fakt wykorzystywania napięcia ujemnego dostarczanego przez układ Max138 do poszerzenia zakresu mierzonych temperatur na temperatury poniżej 0°C. Układ AD594 pobiera maksymalnie ze źródła napięcia ujemnego do 300μA podczas gdy Max138 zapewnia wydajność na pinie 26 (źródło napięcia ujemnego) do 500μA.

Dodając do układu wyświetlacz ciekłokrystaliczny możemy zasilając całość baterią 6[V] mierzyć temperaturę w zakresie -350 °C do +450 °C. Jednak taki zakres przydałby się jedynie teoretycznie. Z baterią 3[V] zakres pomiaru będzie wynosił -50°C do +100°C co wydaje się wystarczające nawet w niecodziennych zastosowaniach. Dokładność wskazań zależy głównie od układu wzmacniacza z termoogniwem. Błąd napięcia wyjściowego wzmacniacza wyrażony w °C dla AD594-C mieści się w granicach ±3°C, natomiast dla AD594-A tylko ±1°C. Precyzję można zwiększyć poprzez zastosowanie potencjometru balansu zera, zgodnie z zaleceniami katalogowymi dla zastosowań układu wzmacniacza AD594. Zmieniając dodatkowo źródło napięcia odniesienia dla układu Max138, które ma wewnętrzną niestabilność $100x10^{-6}$, na zewnętrzne źródło o większej stabilności np. układ ICL8069 firmy Intersil, można zwiększyć dokładność wskazań. Dla dodatkowego zwiększenia dokładności należałoby użyć R2 i R3 o odpowiednio dobranym

temperaturowym współczynniku rezystancji.

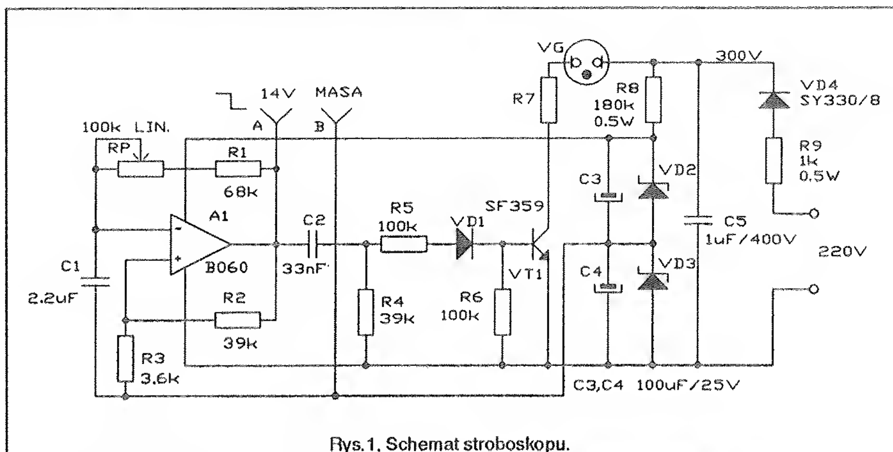
Rys.1. Cyfrowy termometr elektroniczny z możliwością pomiaru dodatnich i ujemnych temperatur przy zasilaniu tylko 1 baterią.

Opracowano na podstawie Electronic Design 7/1990

mgr inż. Aleksander Rode

Prosty stroboskop

Na rys.1 przedstawiony jest układ prostego stroboskopu. Stroboskop ten przy dokładnym montażu i strojeniu pozwala osiągnąć dokładność częstotliwości ciągu błysków od 1% do 2%. W układzie jako lampa błyskowa zastosowana jest neonówka. Upraszcza to budowę urządzenia, ale jednocześnie wnosi wadę, gdyż układ należy używać w zaciemnionym pomieszczeniu. Dla amatora, który np. mierzy prędkość obrotową gramofonu albo przeprowadza fizyczne eksperymenty, jest to układ wygodny, gdyż może być wykonany jako urządzenie przenośne.



Rys.1. Schemat stroboskopu.

Zasada działania.

Na wzmacniaczu operacyjnym A1 jest zrealizowany generator przebiegów prostokątnych. Potencjometr PP służy do regulacji prostokątnych impulsow w zakresie od około 8 do 20Hz. Impulsy te są różniczkowane przez obwód C2 R4. Następnie przez diodę VD1 podawane są na tranzystor VT1 dodatnie piki sterujące ten tranzystor. Tranzystor uruchamia neonówkę, która daje impulsy świetlne o takiej samej częstotliwości. Kalibrację układu przeprowadzić można przy pomocy częstościomierza podłączonego do gniazd A i B. Tranzystor SF359 może być zastąpiony np. dwoma tranzystorami SV165 w układzie Darlingtona. Zmniejszenie kondensatora C2 powoduje zmniejszenie czasu wysterowania tranzystora VT1, co skraca błyski świetlne i naturalnie prowadzi do zmniejszenia jasności.

Wzmacniacz operacyjny B060 może być zastąpiony innymi wzmacniaczami, np. A109 albo MAA741.

Spis elementów

A1 - B060,TL060
VT1 - SF359,BF417,BF459
VD1 - BA217,1N4148
VD4 - BY204,BY208,SY330/8
VD2,VD3 - SZX 21/15

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Literatura: FUNKAMATEUR 4/86

Charakterystyka układu CD4046B oraz jego zastosowanie cz. 1

Właściwości.

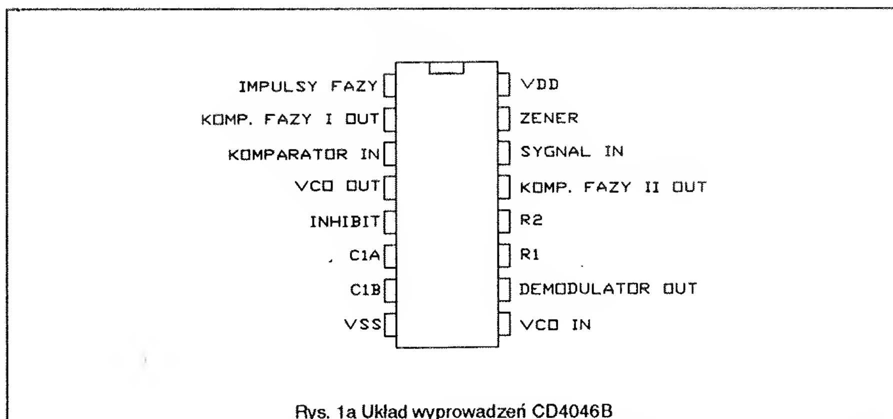
* Szeroki zakres napięcia zasilania 3 do 18V
* Niski dynamiczny pobór mocy 70μW (typ.) przy fo=10kHz,V_{DD}=5V
* Częstotliwość VCO 1,3MHz (typ.) przy V_{DD}=10V
* Mały dryf częstotliwości w funkcji temperatury 0,06%/°C przy V_{DD}=10V
* Wysoka liniowość VCO 1% (typ.)

Zastosowanie.

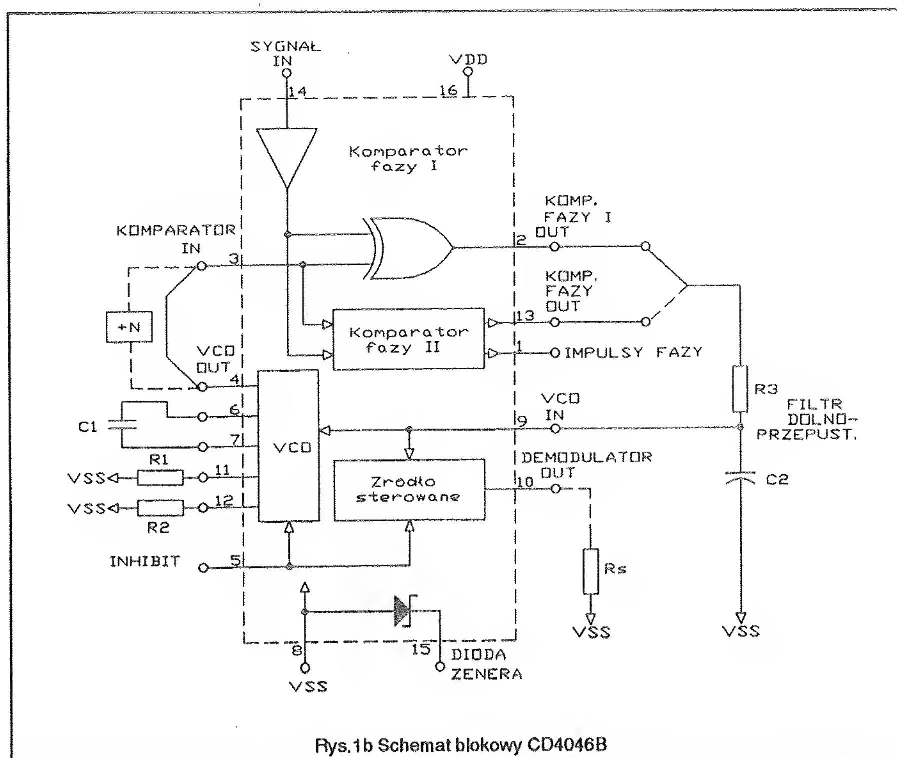
* Demodulatory AM i FM
* Synteza i mnożenie częstotliwości
* Dyskryminacja częstotliwości
* Kondycjonowanie i synchronizowanie danych
* Przemiana napięcia na częstotliwość
* Dekodowanie dźwięków
* Modulacja FSK
* Kontrola prędkości silnika

Opis układu.

Układ scalony CD4046B jest wykonany w technologii CMOS. Mieści się on w obudowie typu DIL o 16 wyprowadzeniach. Składa się z [oscylatora liniowego małej mocy kontrolowanego napięciem (VCO)], dwóch różnych komparatorów fazowych oraz diody Zenera.

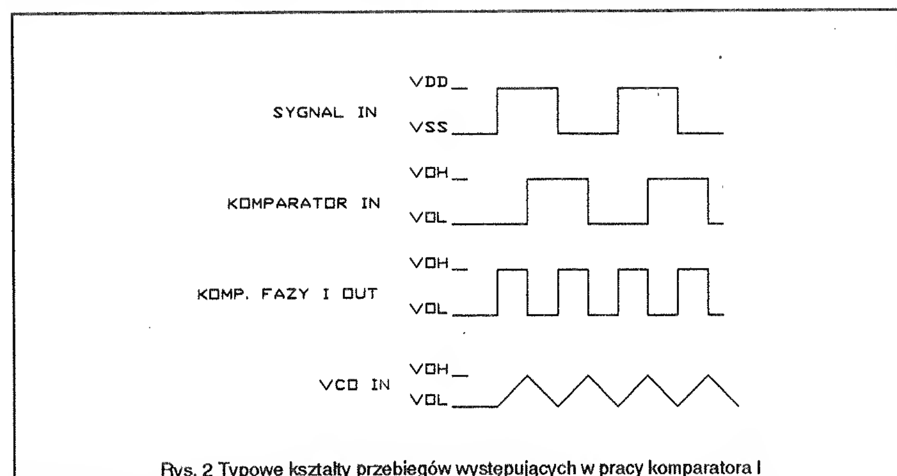


Rys. 1a Układ wyprowadzeń CD4046B



Rys.1b Schemat blokowy CD4046B

VCO wymaga jednego zewnętrznego kondensatora C1 i jednego lub dwóch



Rys. 2 Typowe kształty przebiegów występujących w pracy komparatora I

zewnętrznych rezystorów (R1 lub R1 i R2). Rezystor R1 i kondensator C1 określają zakres częstotliwości oscylatora VCO, a rezystor R2 umożliwia uzyskanie przesunięcia fazowego, jeśli jest ono konieczne. Wysoka impedancja oscylatora $10^{12}(\Omega)$ ułatwia zaprojektowanie filtra dolnoprzepustowego, dzięki dużemu przedziałowi z jakiego można wybrać stosunek rezystancji do pojemności. Aby uniknąć przeciążenia filtra dolnoprzepustowego wyjście źródła sterowanego i wejście napięciowe oscylatora VCO są podane na końcówkę 10 (Demodulator OVT). Jeśli jest ona wykorzystana, to do Vss powinien być podłączony rezystor obciążający Rs o wartości ok.10kΩ lub więcej (tak jak pokazano na rys.1). Jeśli końcówki tej się nie wykorzystuje należy pozostawić ją wolną (otwartą).

VCO może być połączony bezpośrednio lub poprzez dzielnik częstotliwości (÷N) do wejścia komparatorowego komparatorów fazowych.

Komparatory fazowe mają wspólne wejście sygnałowe wzmacniacza i wspólne wejście komparatorowe. Komparator fazowy I to prosty układ z bramką EX-OR. Ma on dobre własności jeśli chodzi o tłumienie szumu, musi jednak być pobudzany symetrycznymi prostokątnymi sygnałami (wyprowadzenia 3 i 14). Pokazuje to rys.2. Komparator fazowy II pracuje z narastającym zboczem sygnału. Może być pobudzony sygnałem niesymetrycznym podanym na wyprowadzenia 3 i 14. Posiada większą szerokość pasma synchronizowanych częstotliwości, posiada zarazem większe tłumienie (rys.3).

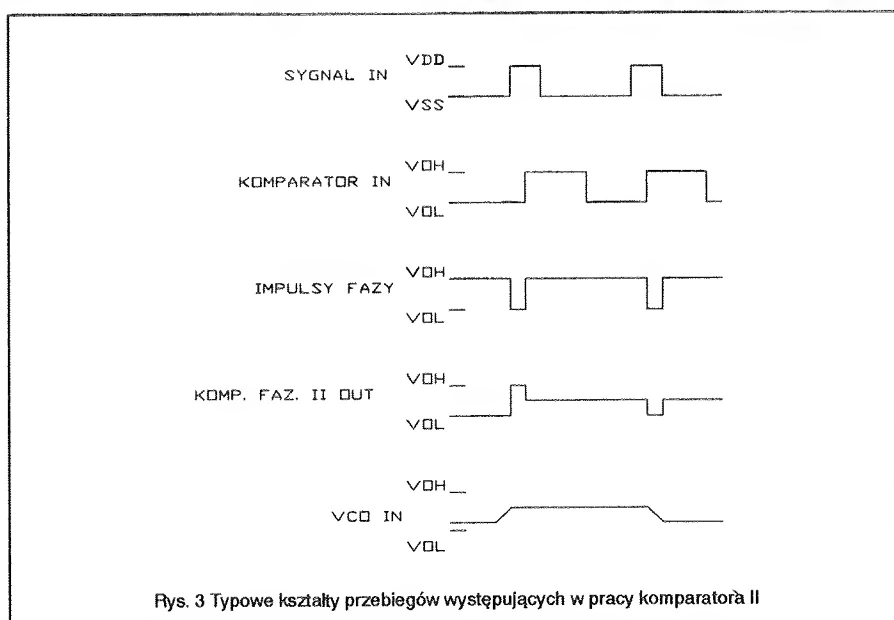
Wejście blokowania INHIBIT (wyprowadzenie 5) jest normalnie na poziomie Vss, tak że wyjściowe sygnały VCO i wtórnika zasilacza pojawiają się na odpowiednich wyjściach. Obie te części sygnału są blokowane, gdy na wyprowadzenie 5 zostanie doprowadzony sygnał logicznej 1.

Dioda Zenera, która znajduje się między końcówkami 8 i 15 posiada napięcie ok. 7V. Można ją wykorzystać w obwodach stabilizacji napięcia.

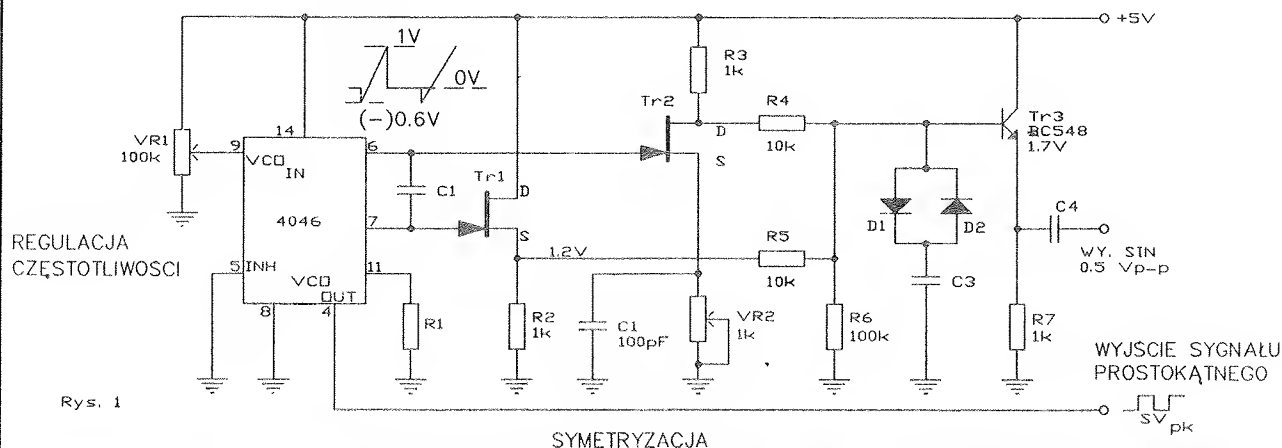
Dopuszczalne parametry eksploatacyjne.

Napięcie zasilania V_{DD} - 0,5÷18V
Napięcie wejściowe V_{IN} - 0,5 do V_{DD} +0,5V
Zakres temperatur przechowywania Ts -65°C÷150°C
Moc strat P_D
w obudowie typu DIL (Dual-IN-LiNE) 700mW
w obudowie typu SO (Small Outline) 500mW
Temperatura lutowania T_L (max.10s) 260°C

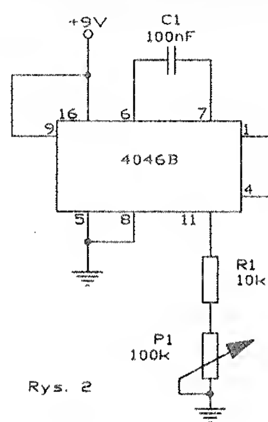
Zalecane warunki pracy.



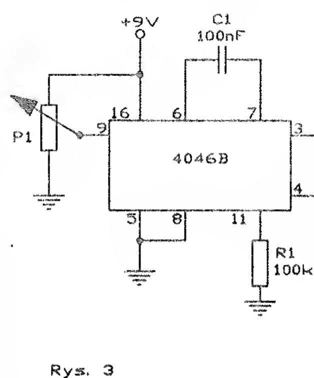
Rys. 3 Typowe kształty przebiegów występujących w pracy komparatora II



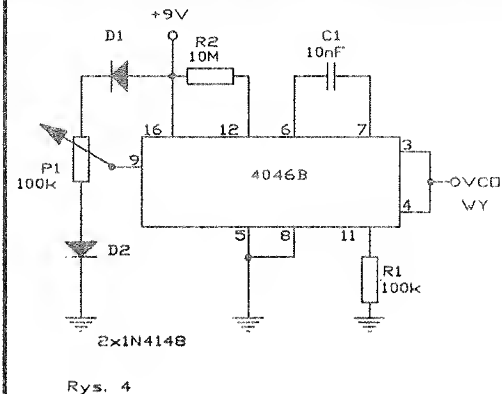
+5V
1V
0V
(-)0.6V
VR1
100k
14
9
VCO IN
6
4046
7
5 INH
VCO OUT
11
8
4
REGULACJA
CZĘSTOTLIWOSCI
C1
Tr1
D
S
1.2V
R1
R2
1k
C1
100pF
Tr2
R3
1k
R4
10k
D
S
R5
10k
VR2
1k
R6
100k
D1
D2
C3
Tr3
BC548
1.7V
C4
WY. SIN
0.5 Vp-p
R7
1k
WYJŚCIE SYGNAŁU
PROSTOKĄTNEGO
5V pk
Rys. 1
SYMETRYZACJA



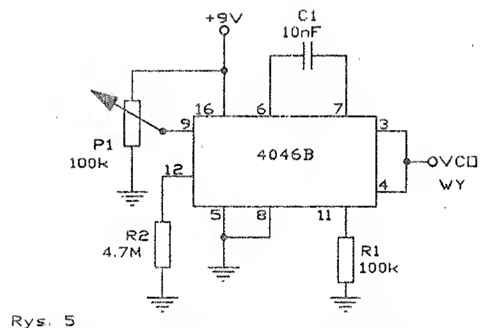
+9V
C1
100nF
16
6
7
9
1
4046B
OVCO
WY
4
5
8
11
R1
10k
P1
100k
Rys. 2



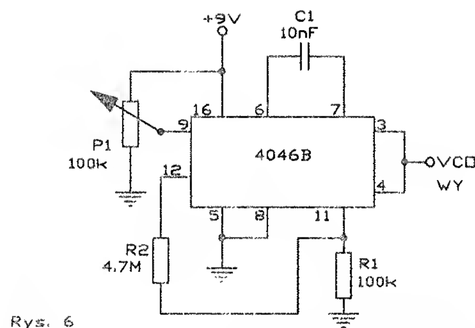
+9V
C1
100nF
P1
16
6
7
9
3
4046B
OVCO
WY
4
5
8
11
R1
100k
Rys. 3



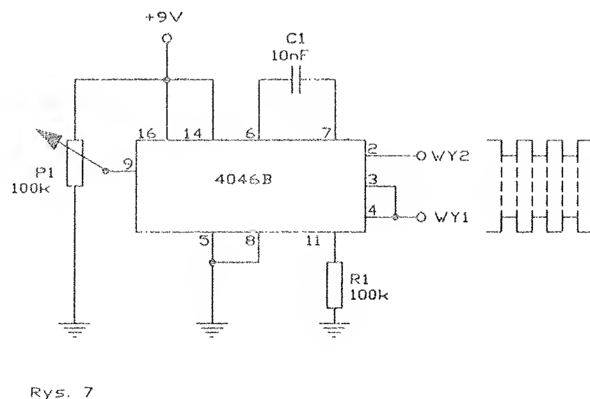
+9V
D1
R2
10M
C1
10nF
16
12
6
7
P1
100k
9
3
4046B
OVCO
WY
4
5
8
11
D2
R1
100k
2x1N4148
Rys. 4



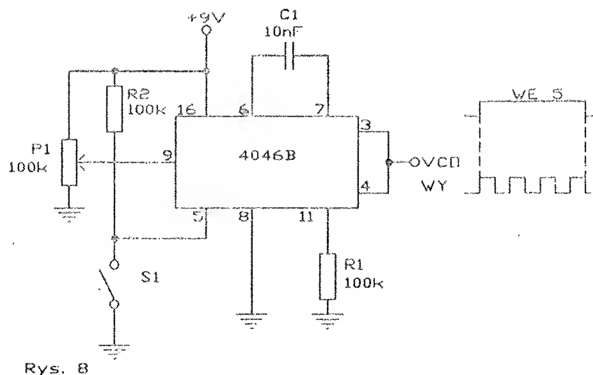
+9V
C1
10nF
16
6
7
9
3
P1
100k
4046B
OVCO
WY
12
4
5
8
11
R2
4.7M
R1
100k
Rys. 5



+9V
C1
10nF
16
6
7
9
3
P1
100k
4046B
OVCO
WY
12
4
5
8
11
R2
4.7M
R1
100k
Rys. 6



+9V
C1
10nF
16
14
6
7
2
WY2
P1
100k
9
4046B
3
4
WY1
5
8
11
R1
100k
Rys. 7



+9V
C1
10nF
R2
100k
16
6
7
3
WE 5
P1
100k
9
4046B
OVCO
WY
4
5
8
11
S1
R1
100k
Rys. 8

Napięcie zasilania V_{DD} 3÷15V
Napięcie wejściowe W_{IN} 0 do V_{DD}
Zakres temperatur pracy T_A
CD4046BM - 55÷125°C
CD4046BC - 40÷85°C

Zastosowanie.

Przykłady wykorzystania układu 4046B pokazują rys.4÷22.

Na rys.4 jest przedstawiony najprostszy układ. Wyprowadzenie 9 jest na poziomie logicznej 1, a układ pracuje jako generator sygnału prostokątnego. Jego częstotliwość wyjściową można regulować potencjometrem w stosunku 1:10. Wyjście VCO (końcówka 4) jest połączone wprost z wejściem detektora fazy (końcówka 3). Gdy końcówka 3 nie jest podłączona i pozostaje wolna, to detektor fazy oscyluje z częstotliwością do 20MHz, tak że na wyjściu sygnał VCO jest zmodulowany sygnałem w.cz.

Rys.5 pokazuje jak można układ 4046B wykorzystać jako szerokopasmowy generator VCO. Wartości elementów R1 i C1 warunkują maksymalną częstotliwość. Z potencjometru P1 jest podawane na wejście 9 napięcie sterujące, którym nastawia się częstotliwość sygnału wyjściowego. Kiedy napięcie to wynosi 0V częstotliwość wyjściowa spada prawie do zera. Efektywny zakres napięcia sterującego na końcówce 9 zawiera się w granicach od 1V nad potencjałem masy do 1V pod napięciem zasilania. Więc na początku i na końcu ścieżki oporowej potencjometru prawie się nie zmienia. W tym układzie częstotliwość sygnału wyjściowego zmienia się prawie od zera do 1,4kHz.

Martwe odcinki ścieżki oporowej potencjometru można zlikwidować włączając diody krzemowe D1 i D2, tak jak to pokazano na rys.6. Układ odznacza się jeszcze tym, że dolna wyjściowa częstotliwość jest obniżana do zera, a to za sprawą rezystora R2, który włączony jest między końcówkę 12 a (+) zasilania. W momencie ustawienia częstotliwości na "ϕ" na wyjściu VCO będzie poziom H lub L (przypadkowo).

Rys.7 pokazuje jak można wykorzystać rezystor podłączony do 12 końcówki, aby zawęzić pasmo wyjściowych częstotliwości. Minimalna częstotliwość jest ograniczona wartościami elementów R1 i C1, a maksymalna - poprzez pojemność C1 oraz równoległe połączenie R1 i R2.

Układ z rys.8 jest układem podobnym z tą różnicą, że maksymalna wyjściowa częstotliwość zależy od elementów R1 i C1, a minimalna od kombinacji C1 z R1+R2. Podczas zmiany R1 i R2 stosunek wyjściowych częstotliwości może się wahać w zakresie od 1:1 do 1∞.

Układ VCO można również wykorzystać do generowania dwóch sygnałów prostokątnych, które są wzajemnie w przeciwfazie. W tym przypadku wyjście VCO jest połączone z wejściem detektora fazy, a wejście sygnału (końcówka 14) jest połączone z poziomem "1" logicznej. Sygnał wyjściowy, który jest w przeciwfazie z wyjściowym sygnałem VCO, może być odebrany z końcówki 2 (rys.9). To połączenie wykorzystuje wewnętrzną bramkę EX-OR czyli detektor fazowy 1.

Układ generatora VCO z obwodem 4046 może być wyłączony sygnałem podanym na wyprowadzenie 5. W ten sposób powstaje kluczowy generator VCO. Wyłączenie generatora następuje po podaniu logicznej "1". Jak można ręcznie realizować kluczowanie pokazuje rys.10.

Natomiast na rys.11 zewnętrzny sygnał kluczowania podany jest na wejście 5 poprzez inwerter (bramka 4011).

O ile nie jest potrzebny sygnał wyjściowy w przeciwfazie, to do kluczowania można wykorzystać wewnętrzną bramkę EX-OR (rys.12).

Jak widać układ 4046B jest bardzo uniwersalny i może być użyty do budowy specjalnych generatorów przebiegu prostokątnego. Na rys.13÷15 jest przedstawionych kilka takich układów.

Pierwszy z nich przedstawia prosty generator FSK (FSK-Freguency Shift Keyed). Przy wartościach elementów pokazanych na schemacie układ generuje sygnał wyjściowy o częstotliwości 2,4kHz, kiedy na wyprowadzeniu 9 jest sygnał logicznej jedynki. Częstotliwość ta zmienia się na 1,2kHz wtedy, gdy na wspomnianym wyprowadzeniu 9 będzie logiczne ϕ. Wyższa częstotliwość zależy od wartości rezystora R2 oraz pojemności C1, niższa od C1 oraz R2+R3. Poprzez zmianę wartości tych elementów można osiągnąć inne wyjściowe częstotliwości.

Rys.14 przedstawia schemat generatora sygnału prostokątnego 220kHz z modulacją częstotliwości. W tym układzie jest wykorzystana wewnętrzna dioda Zenera układu 4046 (wyprowadzenie 15). Stabilizuje ona napięcie zasilania wzmacniacza operacyjnego, który pełni tutaj rolę odwracającego wzmacniacza małej częstotliwości o wzmocnieniu 20. Dzielnik napięcia R2,R3 podaje na jego wejście nieodwracające (wyprowadzenie 3) napięcie około 2,6V (0,5 x Uz) tak, że na jego wyjściu (wyprowadzenie 6) jest stałe napięcie 2,6V. Na to napięcie nałożony jest sygnał wejściowy wzmocniony 20 krotnie. Wyjście wzmacniacza operacyjnego jest połączone z wejściem sterującym VCO (wyprowadzenie 9) układu 4046, przy czym elementy C3,R6 zostały dobrane tak, że układ generuje sygnał częstotliwości nośnej 220kHz. W rezultacie jest on zmodulowany częstotliwością wejściową całego układu.

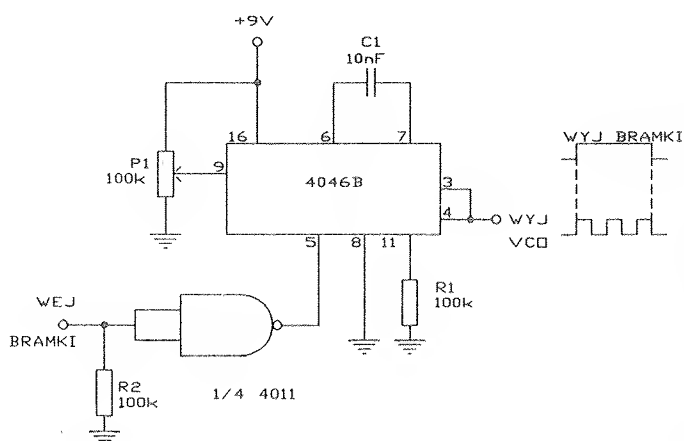
Rys.15 pokazuje możliwość wykorzystania generatora VCO w układzie 4046 jako szerokopasmowego, uniwersalnego taktowanego generatora. Częstotliwość wyjściowego sygnału prostokątnego jest regulowana w trzech zakresach wybieranych przełącznikiem Pr1 (od 0,5Hz do 500kHz). Układ ma dwa wyjścia z sygnałami w przeciwfazie. Tryb pracy wolnobieżnej lub kluczowanej jest wybierany przełącznikiem Pr2.

Na następnych rysunkach będą przedstawione niektóre praktyczne układy PLL z układem 4046.

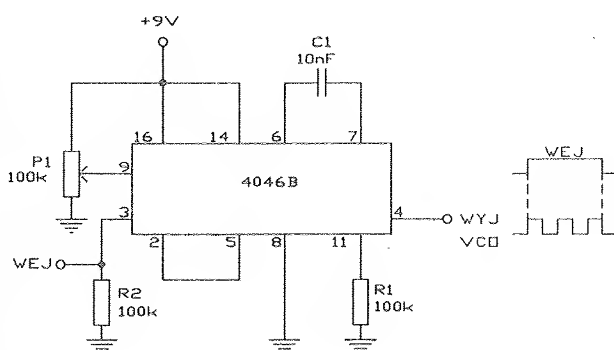
Na rys.16 jest pokazane wykorzystanie układu 4046 jako szerokopasmowego wtórnika sygnału, który wychwytuje każdy wejściowy sygnał w paśmie częstotliwości od 100Hz do 100kHZ. Wejściowy sygnał doprowadzany do wyprowadzenia 14 musi mieć amplitudę między poziomem logicznego ϕ i 1. W tym układzie (podobnie jak w następnych) wykorzystany jest szerokopasmowy detektor 2. Elementy R2,R3,C2 są użyte jako filtr "sample and hold". Częstotliwość robocza jest zależna od wartości elementów R1,C1 oraz napięcia podanego na wyprowadzenie 9. Całkowity zakres VCO sięga od częstotliwości VCO, generowanej przy napięciu sterującym na wyprowadzeniu 9 równym zeru, aż po częstotliwość przy napięciu sterującym równym napięciu zasilania.

Na rys.17 jest przedstawiony prosty, ale bardzo przydatny detektor braku przeciwfazy, który został wykorzystany w układzie z rys.18. Wyjście każdego fazowego komparatora generuje szereg impulsów, których szerokość jest zależna od przesunięcia fazowego między obydwoma wejściowymi sygnałami. Wyjście komparatora fazowego 1 jest w stanie spoczynku na poziomie logicznego ϕ, wyjście komparatora fazowego 2 jest w stanie logicznej 1. Przy braku synchronizacji oba sygnały wyjściowe nie są lustrzanie symetryczne. W detektorze z rys.17 sygnały z obwodu PLL są podane na bramkę NOR. Kiedy obwód PLL jest synchronizowany, to na wyjściu bramki 10 1a jest logiczne ϕ, a na wyjściu bramki 10 1b, włączonej jako inwerter panuje logiczna 1, świeci dioda świecąca. W stanie braku synchronizacji bramka 10 1a generuje szereg impulsów, które ładują kondensator C1 przez kombinację D1,R1. Na wyjściu 10 1b jest wtedy ϕ, a dioda LED nie świeci.

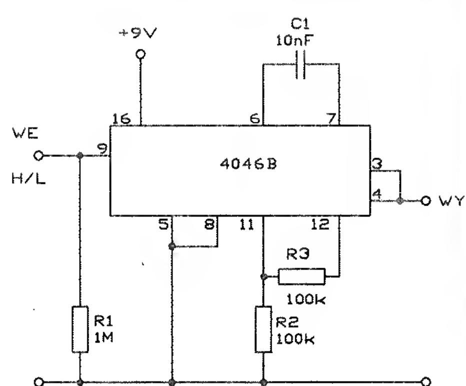
c.d.n.



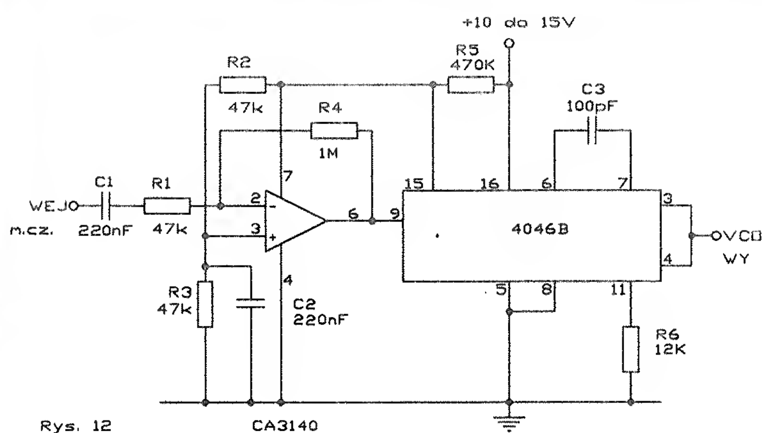
Rys. 9



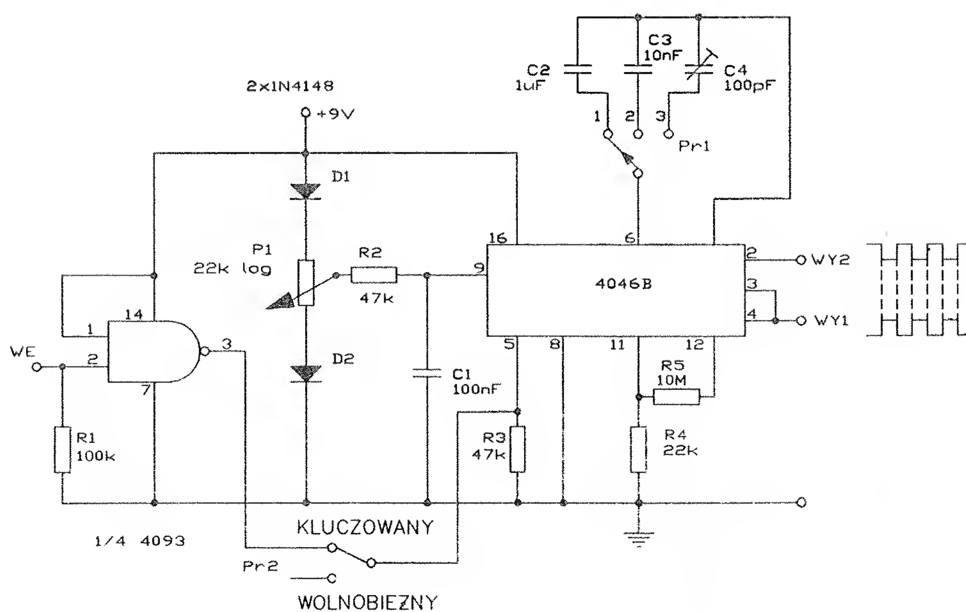
Rys. 10



Rys. 11



Rys. 12

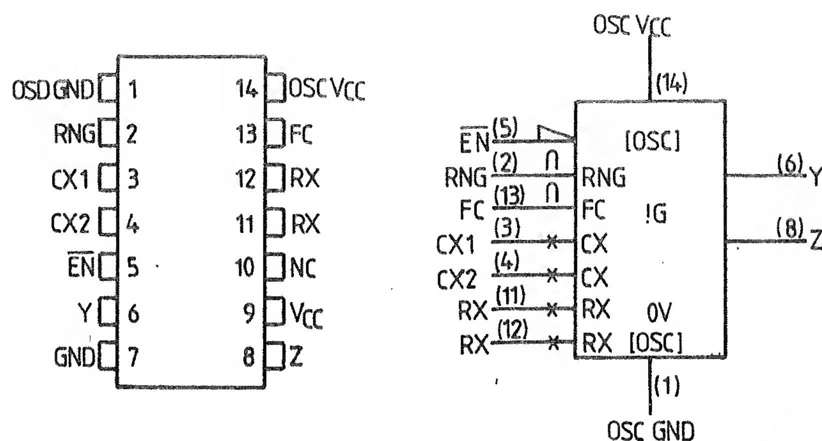


Rys. 13

KATALOG cz. 17 (ostatnia)

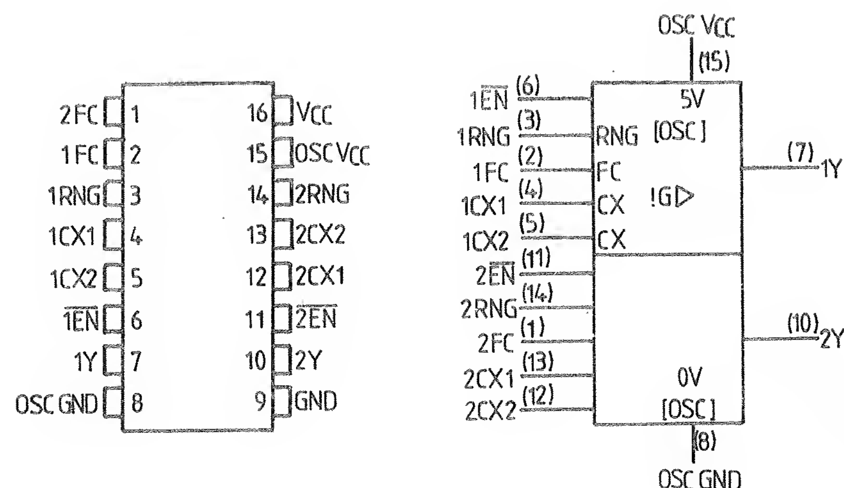
Wykaz oznaczeń:

V_{CC}- znamionowe napięcie zasilania
I_I - prąd wejściowy
f_{max} - maksymalna czestotliwość
t_{PLH} - czas propagacji przy zmianie stanu logicznego z niskiego na wysoki
t_{PHL} - czas propagacjl przy zmianie stanu logicznego z wysokiego na niskl
t_{PZL} - czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan niski
t_{PZH} - czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan wysoki
t_{PLZ} - czas propagacji przy zmianie stanu niskiego na stan wysokiej impedancji
t_{PHZ} - czas propagacji przy zmianie stanu wysokiego na stan wysokiej impedancji
L - stan niski "0"
H - stan wysoki "1"
X - stan dowolny "0" lub "1"
Z - stan wysokiej impedancji



SN 74LS628
Generator przestrajany napięciem

			LS628	JED.
Vcc			5	V
I_I			0.1	mA
fo	C_{ext}=50 pF	V_I=5V	20	MHz
		V_I=1V	1.6	MHz



SN 74LS629
Generator przestrajany napieciem

			LS629	JED.
Vcc			5	V
I_I			0.1	mA
fo	C_{ext}=50 pF	V_I=5V	20	MHz
		V_I=1V	1.6	MHz

MATERIAŁY, MARKERY I CHEMIKALIA

Do obwodów drukowanych i prac graficznych

SENO produkty do wykonania dokumentacji, maski fotograficznej lub prototypu obwodu drukowanego lub płyt czołowych - jakość i precyzja.

ODPORNE NA TRAWIENIE I NIEPRZEPUSZCZALNE DLA ŚWIATŁA

- Oczka lut 1.9 do 4mm, ścieżki 0.5 do 2mm symbole US typu LETRASET
- Litery od 1.5 do 5.2mm skale okr. i liniowe (białe i czarne)
- Taśmy na rolkach (16mb) 0.35, 0.5, 0.75, 1, 1.27, 1.5, 2, 2.5, 3, 4, 5.5mm
- Folie rastrowe 2.5 i 2.54mm o grubościach 0.07 i 0.15mm
- Folie montażowe stabilne wymiarowo i przepuszczalne dla UV

SENO i KONTAKT CHEMIE

produkty dla chemigrafii i obw. drukowanych

- Zestaw **FIX** z fotolakierem **POSITIV 100**, wywoływaczami i śr.pomoc.
- **POSITIV 1000** fotolak profesjonalny, błony pozytywowe
- **POSITIV 20** w aerozolu + wywoływacz + wyczerpująca instrukcja
- Żarówki **UV** i naświetlarki **UV**
- Wywoływacze pozytywowe, śr.czyszczące, rozcieńczalniki inne chemikalia
- **CHLOREK ŻELAZA GRANULAT** bezpieczny transport, przechowywanie, doskonale własności technologiczne opak. 0.125 0.250 i 30 kG
- **NOWOŚĆ ŚWIATOWA** kąpiele bezprądowe do CYNOWANIA I SREBRZENIA

MARKERY DECON LABORATORIES made in U.S.A

10 * wydajniejsze i trwalsze od flamastrów.

Opatentowana konstrukcja zapewniająca sterowany zaworem wypływ tuszu

- **DALO 33PC I 33AS ODPORNE NA TRAWIENIE** specjalnie zaprojektowane do obwodów drukowanych. 10 x wydajniejsze od flamastrów
- **DALO 33NB** do rysowania na trudnych materiałach jak TEFLON, MYLAR
- **H-SERIE** o ekstremalnej odporności chemicznej i do temp. 1000°C
- **FILMOPAQUER** do retuszu fot. (czarne, czerw., do zmywania, transparentne)
- do znakowania tkanin i inne specjalne

ponadto MULTIMETRY CYFROWE VOLTCRAFT

GWARANCJA SERWIS

- **VC 95** automat, bargraf, 5μF, 400kHz, 1000/750V, 10A, diody, Hfe, 4M, sygn.akust. (dwa progi), rejestracja z obliczaniem średniej, delta, D-H - obudowa gumowa z podstawką.
- **VC 90S** typu sonda 500V, 200mA, 20M, aut. lub man. zmiana zakr. D-H test diod i ukł. log CMOS TTL, sygn. akust.
- **VC 91** LCD 20mm 1000/750V, 20M-zabezp.500V, 10A, diody, sygn.akust.
- **VC 92** LCD 20mm 1000/750V, 20M-zabezp.500V, 10A, 20mF czul.1p, diody, tranzyst. sygn.akust.
- **VC 3650** CR z interfejsem RS-232 do komputera PC z kablem i oprogramowaniem 3.5" i 5.25"

Nasze multimetry mają mniej niż 0,5% napraw gwarancyjnych.

JESTEŚMY WYŁĄCZNYM DYSTRYBUTOREM W POLSCE SENO I DECON

Hurt i detal. Sprzedaż wysyłkowa. Wysyłamy stałą ofertę. **BIALL** 80-208 GDAŃSK, ul. Chodowieckiego 7, tel. 323533 w.4 i 5 (9-15), fax (058)329134, tel. 329134 do 10 i po 18

__UWAGA:__ w okresie od 1.01.92 do 28.02.92 każdy zakup powyżej 200.000 zł będzie PREMIOWANY 1 opak. 250G chlorku żelaza. Ponadto co 100-ny klient otrzyma MARKER DALO 33PC, a wśród wszystkich naszych klientów rozlosujemy 15 zestawów SENO GS do trawienia.

Mikro-nadajnik FM

(mikrofon bezprzewodowy)

65-74MHz

zmontowane i uruchomione

zasilanie 9V

zasięg 300m

sprzedaż wysyłkowa za zaliczeniem pocztowym 200.000 zł

przy większych zamówieniach rabat

Elektromechanika

Naprawa i Konserwacja Urządzeń Elektronicznych

82-300 Elbląg

ul. Sienkiewicza 2/36

PHU FANKTOR

POLECA:

NAJNOWSZEJ GENERACJI DEKODERY TROJSYSTEMOWE

FILM-NET ; RTL-4 ; TELE-CLUB

OFERUJEMY RÓWNIEŻ:

- pamięci EPROM i RAM
- układy mikroprocesorowe
- układy CMOS,TTL,LS
- stabilizatory , podstawki
- kondensatory, rezystory itp.

Nasz adres:
GDAŃSK ul.Grodza Kamienna 5
tel. (058) 313912 fax (058) 523396

SAM WYKONASZ OBWODY DRUKOWANE

Zestaw /laminat, wytrawiacz, instrukcja/

Cena około 8.500 zł,

Płatne za zaliczeniem pocztowym,

Oferuję również pisaki do obwodów drukowanych, wytrawiacz, laminat, wiertła, cynę, kalafonię.

A.Kawczyński skr.poczt.344
90-950 Łódź-1

ZAWSZE AKTUALNE !

PRZYRZĄDY DO REAKTYWACJI KINESKOPÓW

w y k o n u j e

REWO-ELEKTRONIKA

00-950 Warszawa, skr. poczt.449

Szczegółowe informacje po nadesłaniu koperty zwrotnej.

---

blaßerk

Zakład Handlowo-Produkcyjny

05-131 Zegrze Płn.

Osiedle 59/15

p o l e c a:

- **rezystory i kondensatory ceramiczne zachodnie w cenach odpowiednio - 60 i 150 zł**
- **programatory 8-mio i 56-cio kanałowe do OTV HELIOS, NEPTUN, ELEKTRON, JOWISZ w cenach odpowiednio - 230 tys. i 300 tys.zł**

W/w programatory są wymienne za dotychczasowe, nie wymagają przeróbek telewizora. W programatorach 56-kanałowych możliwość zdalnego sterowania. Na cele inwestycyjne i zaopatrzeniowe - bonifikata 20% po przesłaniu zamówienia. Zakład prowadzi także sprzedaż wysyłkową za pobraniem pocztowym.